

28F Des Solutions Electroniques Pour Tous

LES ENCEINTES ACOUSTIQUES

DOSSIER
Tout savoir sur les meilleures et les plus belles enceintes

- Les haut-parleurs
- Les filtres
- Les différents types d'enceintes



VIDÉO TÉLÉVISION
- Un combiné téléviseur/magnétoscope portable PHILIPS
- Le nouveau caméscope Handycam-vision SONY

T.V. PAR SATELLITE
Un kit de voyage «HOUSTON» pour caravanes et bateaux

HIFI HOME THEATER
Le tuner/ampli audio-vidéo ONKYO TV-SV 515 PRO

RÉALISATION
Réalisez un «bouffe pub» pour votre téléviseur

T 1843 - 1832 - 28,00 F

n° 1832 - 15 janvier 1995

LE HAUT-PARLEUR
Le Magazine des Techniques de l'Électronique

PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD
S.A. au capital de 5 160 000 F
2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS CEDEX 19
Tél. : 16 (1) 44.84.84.84
Fax : 16 (1) 42.41.89.40
Télex : 220 409 F
Principaux actionnaires :
— M. Jean-Pierre Ventillard
— Mme Paule Ventillard

Président-directeur général
Directeur de la publication :
Jean-Pierre VENTILLARD
Fondateur :
J.-G. POINCIGNON
Directeur honoraire :
H. FIGHIERA
Rédacteur en chef :
A. JOLY
Rédacteurs en chef adjoints :
G. LE DORÉ, Ch. PANNEL
Secrétaires de rédaction :
S. LABRUNE/P. WIKLACZ
Maquette : **Dominique DUMAS**

Marketing-Ventes :
Jean-Louis PARBOT
Tél. : 16 (1) 44.84.84.84

Inspection des ventes :
Société PROMEVENTE
M. Michel Iatca
11, rue de Wattignies, 75012 Paris
Tél. : 43.44.77.77
Fax : 43.44.82.14

Publicité :
Société Auxiliaire de Publicité
70, rue Compans, 75019 Paris
Tél. : 16 (1) 44.84.84.84
C.C.P. PARIS 379 360

Directeur général :
Jean-Pierre REITER

Chef de Publicité :
Patricia BRETON
assistée de **Christiane FLANC**

Abonnement :
Marie-Christine TOUSSAINT
(12 numéros : 305 F)
Tél. : 16 (1) 44.84.85.16

Petites Annonces :
Société Auxiliaire de Publicité
Tél. : 16 (1) 44.84.84.84







Distribuée par TRANSPORTS PRESSE
Commission paritaire N° 56 701

Dépôt légal : Janvier 1995
N° EDITEUR : 1479
ISSN : 0337 1883







N° 1832

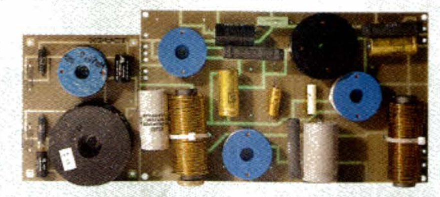
maire

(MIS EN VENTE LE 15 JANVIER 1995)

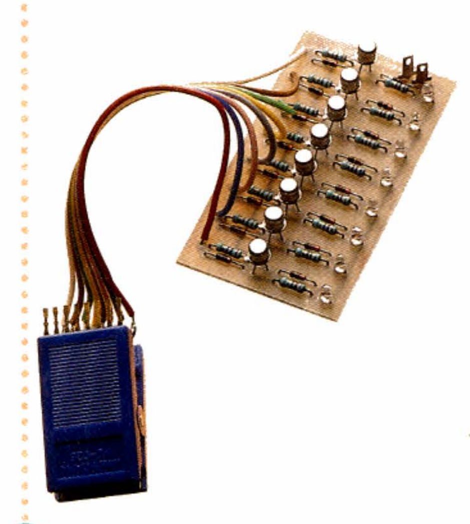
Le dossier du mois

Les enceintes acoustiques





Montages flash



Brèves

Services

Electronique domestique

Electronique générale

dossier

A propos

des haut-parleurs et des enceintes acoustiques

Les enceintes acoustiques, tout comme les tubes cathodiques, constituent un élément essentiel de notre vie médiatique et, parfois, ludique. Les premières s'adressent à notre ouïe, en tant que terminaux d'une chaîne de reproduction sonore, alors que les seconds constituent l'*alter ego* des précédentes dès que notre vision est concernée. Les unes et les autres, comme chacun sait, se trouvent depuis plusieurs décennies dans des monstres - souvent « sacrés » - du nom de téléviseurs. Notre propos aujourd'hui n'est pas de porter notre attention sur ces derniers - ce que nous faisons régulièrement dans ces pages - mais plutôt de nous intéresser aux transducteurs qui sollicitent notre audition.

Magie de l'image ? Quand la TV a commencé sa carrière commerciale il y a près de 50 ans, les téléviseurs mis sur le marché ne pensaient qu'à promouvoir celle-ci mais guère le son qui l'accompagnait, et pourtant la bande passante audio, en AM, des émissions TV était bien plus large que celle des émissions radio de l'époque, en dépit de la sélectivité variable qui permettait, aux récepteurs qui en étaient équipés, de gagner quelques centaines de hertz dans la restitution du spectre sonore audible.
L'avènement du microsillon et, quelques années plus tard, de la FM devait à peine changer cet état de chose : d'une part, les haut-parleurs capables de reproduire une large bande de fréquence étaient à la fois peu nombreux et coûteux – la plupart venaient d'ailleurs d'outre-Manche ou d'outre-Altantique, peu de constructeurs de haut-parleurs de notre pays étant enclins à se lancer dans une aventure compte tenu d'un marché restreint –, et, d'autre part, les amplificateurs (à tubes) de l'époque, pour proposer des caractéristiques sortant de l'ordinaire – des caractéristiques vraiment HiFi –, nécessitaient un transformateur de sortie volumineux et lui-même coûteux. En conséquence de quoi, seuls des privilégiés ou encore des «bidouilleurs », lecteurs de revues spécialisées (comme celle que vous lisez en ce moment) et habiles à manier le fer à souder et la scie à bois, étaient à même de se lancer dans un nouveau domaine de l'électroacoustique : celui de la reproduction sonore de qualité.
La HiFi – HiFi pour *« High Fidelity »*, donc « haute fidélité » – devait faire son apparition, cette fois à destination du grand public et avec comme but ultime une diffusion de masse, à la fin des années 60 – début des années 70. Certes les prix pratiqués étaient encore relativement

élevés (ils devaient rapidement baisser) mais il devint vite évident que certains éléments d'une chaîne HiFi – la platine tourne-disque et les enceintes acoustiques – en constituaient les maillons les plus faibles, en particulier, s'agissant des enceintes acoustiques mises sur le marché, le meilleur côtoyait le pire... En fait, il n'existait pour elles aucun véritable critère de qualité : certes, on faisait parfois référence aux normes élaborées par nos voisins d'outre-Rhin, sous le nom de normes DIN au début des années 60, mais cela était loin d'être systématique. D'ailleurs, pour la plupart des acheteurs, cette dénomination demeurait sibylline. Pour tenter d'éclaircir la situation, des normes – françaises cette fois – furent couchées sur le papier ; ce qui n'était pas suffisant, bien sûr, pour que le grand public s'y retrouve mieux qu'avant. Aussi fut-il décidé que tout matériel exposé au cours de la manifestation phare de l'époque, le Salon International du Son 1977, devait impérativement s'y conformer.

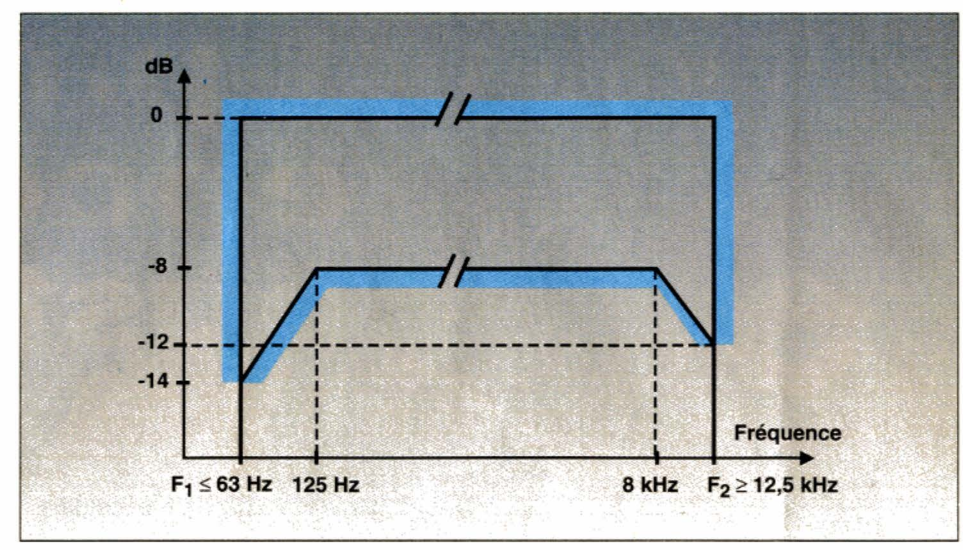


Figure 1 : Pour répondre aux normes NF Hi-Fi, la courbe de réponse d'une enceinte acoustique entre les fréquences F_1 et F_2 doit entièrement se situer à l'intérieur du gabarit.

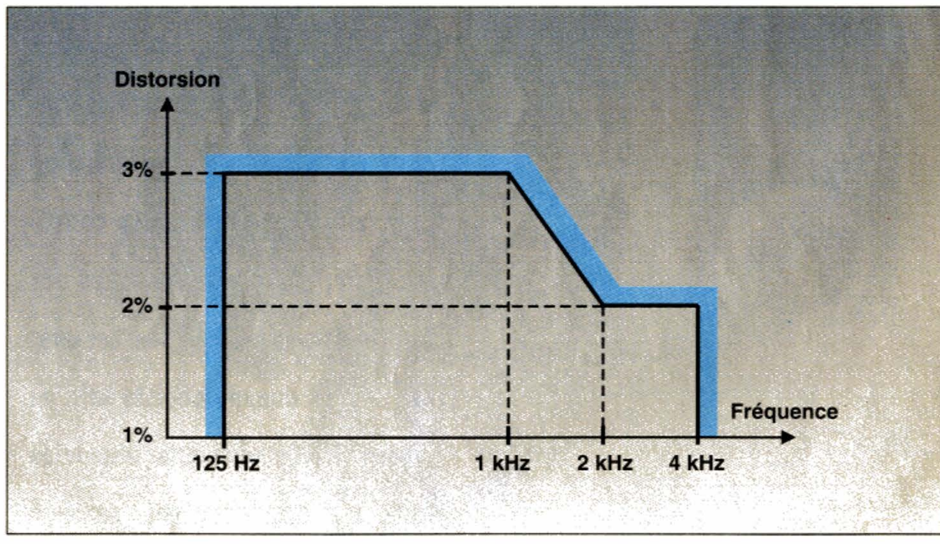


Figure 2 : Pour répondre aux normes NF Hi-Fi, la distorsion harmonique totale d'une enceinte acoustique doit prendre place à l'intérieur du gabarit ci-dessus.

Les normes HiFi pour les enceintes acoustiques

Nos lecteurs les plus anciens se souviennent sans doute de l'écho détaillé que nous avons fait à ces normes quand elles sont parues. Certes, elles auraient pu être plus sévères mais elles auraient alors demandé un niveau de qualité plus élevé et par conséquent augmenté les prix des matériels proposés, ce qui aurait été préjudiciable à une diffusion de masse : or, là n'était pas le but à atteindre. Donner un label à des produits de caractéristiques « honnêtes » et pouvant donner satisfaction au plus grand nombre est une chose, donner un label à un matériel d'exception que seuls quelques-uns pourront se procurer procède d'une toute autre philosophie.

Nous n'allons pas rappeler toutes les données caractérisant ces normes (Normes Françaises NF C 97-405) mais seulement l'essentiel de leur teneur :

- la puissance nominale qu'une enceinte doit pouvoir accepter doit être supérieure à 10 W.
- L'impédance nominale peut être de 4, 8 ou 16 Ω, le module de cette impédance ne doit jamais être inférieur à plus de 20 % de la valeur de cette impédance nominale.
- La courbe de réponse mesurée, à partir d'une source de bruit rose filtré par tiers d'octave doit tenir dans le gabarit de la figure 1. La tension nominale du générateur est inférieure de 13 dB à la tension donnant la puissance nominale. Cette courbe de réponse est mesurée dans l'axe et sous une incidence de 15° tant dans un plan vertical que dans un plan horizontal.
- la distorsion harmonique totale pour une pression acoustique de 1 pascal à 1 mètre (1 Pa = 94 dB, avec 0 dB = 2.10^{-5} Pa) doit demeurer à l'intérieur du gabarit de la figure 2.

On conviendra qu'il est possible actuellement de faire beaucoup mieux qu'il y a près de vingt ans à égalité de coût grâce aux progrès réalisés d'une part dans la conception des haut-parleurs, qu'il s'agisse des matériaux utilisés pour les équipages mobiles (fibres de carbone, Kevlar, Kapton...) ou des circuits magnétiques (emploi de ferro-fluides, aimants au néodyme, nouvelles configurations de ces circuits...), ce qui se traduit par une meilleure réponse et une meilleure tenue en puissance et, d'autre part, dans celle des enceintes à la suite des travaux d'A.N. Thiele et de R. Small, désormais incontournables parce que leurs conséquences sont universellement admises.

Il est, de nos jours, possible de construire des enceintes compactes avec des performances impensables quelque vingt ans plus tôt. Par exemple, la petite (23 x 30 x 22 cm) « Control 1 » de JBL annonce 120 Hz à 20 kHz (± 3 dB), 150 W CEI, 87 dB/1 W/1 m. Elle n'est pas la seule dans cette catégorie.

Bien entendu, cette 2 voies, avec un woo-

fer de 12 cm, a des difficultés à descendre dans le bas du spectre sonore, mais rien n'empêche d'adjoindre à une paire de « Control 1 » un caisson de sous-graves. (Précisons que JBL n'est pas le seul à proposer ce type d'enceinte compacte et que d'autres constructeurs font aussi bien).

Les limites dans le grave

Nous venons d'évoquer la difficulté pour un haut-parleur de faible diamètre de reproduire le bas du spectre sonore. La figure 3, tirée de l'ouvrage de John Borwick cité en bibliographie, va éclairer notre lanterne. Plus le diamètre d'un haut-parleur est petit et plus le déplacement de la membrane doit être important pour une puissance acoustique donnée. La figure 3 a trait à un haut-parleur monté en baffle infini et donne le déplacement que doit avoir la membrane du haut-parleur pour produire 1 W acoustique (ce qui est une puissance confortable), et ce en fonction de la fréquence. Les chiffres donnent à réfléchir... Pour ceux qui aiment les formules, nous donnons celle de John Eargle qui permet d'évaluer le déplacement x d'une membrane d'un haut-parleur en fonction de divers paramètres :

$$x = \frac{2\ rp}{\rho_o\ r^2\ f^2\ d^2}$$

avec : r = distance (en mètres) à laquelle est mesurée la pression p.
ρ_o = masse spécifique de l'air (1,21 kg/m^3).
d = diamètre (en mètres) utile de la membrane.
p = pression (en pascals).
f = fréquence en hertz.

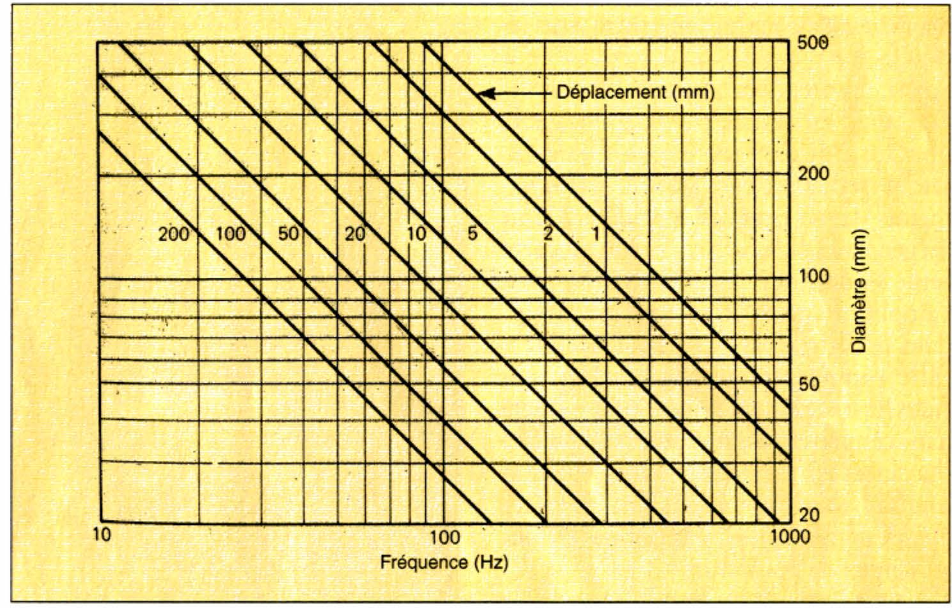


Figure 3 : Déplacement d'une membrane de haut-parleur chargé en baffle infini pour produire 1 watt acoustique en fonction de la fréquence en Hz (en abscisse) et du diamètre utile de la membrane en mm (en ordonnée) d'après John Borwick.

On s'aperçoit, à l'examen de cette formule, que toute chose étant égale par ailleurs, x varie comme 1/d^2. Ce qui signifie que si le diamètre de la membrane est multiplié par 2, x est divisé par 4. Ce qui ne peut qu'inciter, pour reproduire les fréquences les plus basses, à utiliser un haut-parleur de grand diamètre.

Il a été question plus haut de JBL. Nous donnons figure 4 un exemple de ce qu'il est possible d'obtenir de nos jours avec une enceinte moniteur de studio, associée à un processeur de contrôle, s'agissant de courbe de réponse. Celle-ci concerne l'enceinte 4496, une 2 voies composée de deux 35 cm pour le grave et le bas médium et d'une compression chargée par un pavillon à directivité constante. On notera la remarquable linéarité de cette enceinte qui, en outre, descend très bas en fréquence. Toutefois, pour acquérir une paire de 4496 et son processeur, il convient de disposer d'un confortable compte en banque...

A propos du « rendement »

Qu'est-ce qu'un rendement ?
C'est un nombre pur – donc sans dimension – exprimant le rapport de deux gran-

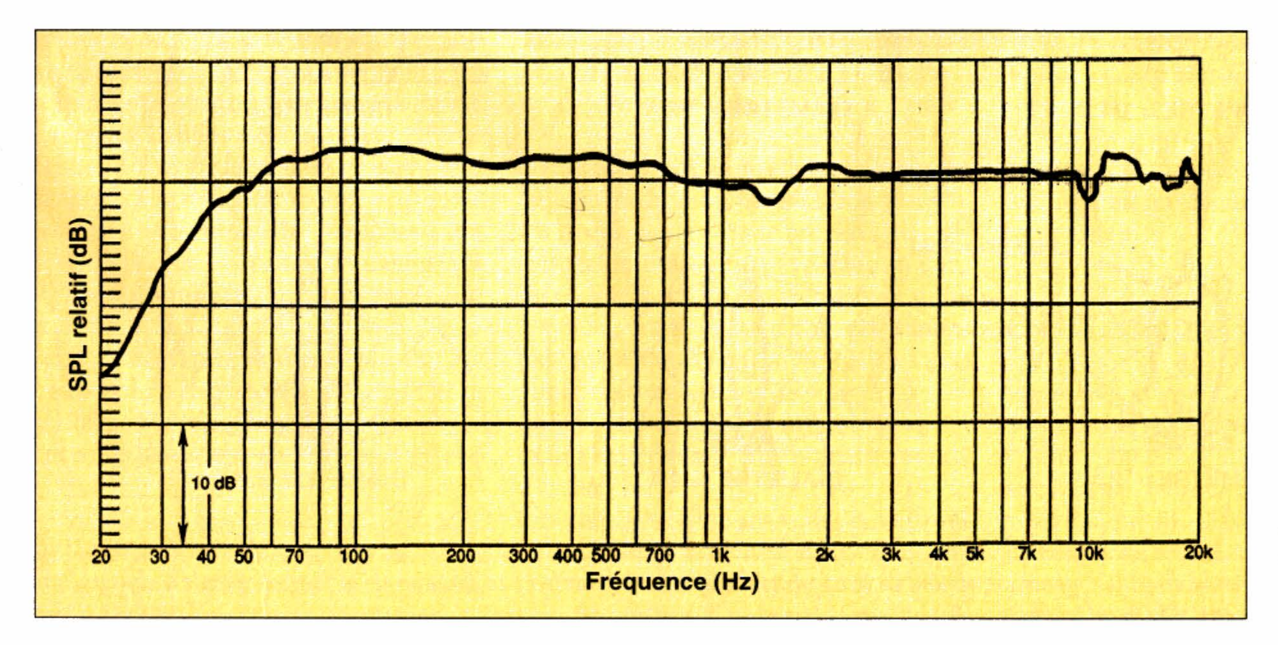
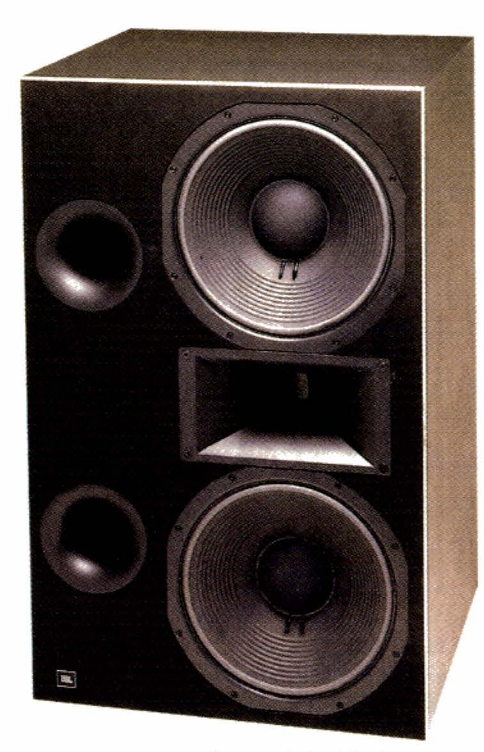


Figure 4 : Réponse de l'enceinte moniteur professionnelle JBL 4496.

deurs de même nature, en général énergétique.
Pour une enceinte acoustique, l'énergie (la puissance) est fournie par l'amplificateur ; une partie de cette énergie (de cette puissance) est dissipée dans l'amplificateur lui-même – lequel peut être considéré comme un générateur avec sa propre résistance interne –, dans les câbles de liaison entre l'amplificateur et l'enceinte acoustique, dans le filtre répartiteur de l'enceinte – filtre comportant des éléments résistifs (tous les éléments de ce filtre interviennent dans ces pertes : résistances mais aussi inductances et même condensateurs), et surtout la bobine mobile des haut-parleurs, grande consommatrice de calories et donc d'énergie (de puissance).
L'énergie électrique utile, celle qui subsiste après toutes ces dégradations de sa valeur initiale, sera alors convertie en énergie (en puissance) mécanique, laquelle ne sera pas intégralement restituée sous forme d'énergie (de puissance) acoustique utile, et ce pour diverses raisons :
– frottements dans les équipages mobiles (suspensions périphériques, « spiders », ondes stationnaires dans les membranes) ;
– mauvais couplage entre les haut-parleurs et l'air ambiant ;
– vibrations parasites des parois de l'enceinte et absorption des revêtements internes de l'enceinte, ce dernier phénomène



Enceinte DMS-1, dérivée de la 4496 moniteur.

étant d'autant plus marqué dans le cas d'une enceinte close qu'il s'agit d'absorber totalement l'onde arrière des haut-parleurs alors que l'on peut toujours espérer récupérer une partie de cette dernière avec une enceinte « bass-reflex » (enceinte à évent) où cette récupération joue essentiellement dans le bas du spectre sonore (grave).

Si, à présent, nous explicitons le rendement R de l'ensemble de la conversion énergie électrique-énergie acoustique, nous avons :

$$R = R_{EM} \times R_{MA} \qquad (1)$$

avec :

$$R_{EM} = \frac{\text{Energie mécanique}}{\text{Energie électrique}} = \frac{W_M}{W_E} \qquad (2)$$

et

$$R_{MA} = \frac{\text{Energie acoustique}}{\text{Energie mécanique}} = \frac{W_A}{W_M} \qquad (3)$$

W_E, W_M et W_A étant exprimés en joules.
Les mêmes relations peuvent être obtenues à partir des puissances P_E, P_M et P_A (exprimées en joules par unité de temps, donc en watts).
En portant (2) et (3) dans (1), nous obtenons : $R = W_A/W_E$, ou, s'agissant des puissances : $R = P_A/P_E$.
Ces deux dernières relations montrent que R, rapport de valeurs exprimées en joules ou en watts, est un nombre pur. Il est toujours inférieur à 1 (soit 100 %) puisqu'une partie de l'énergie (de la puissance) originelle a été dégradée sous forme de chaleur.
Or il nous arrive parfois de lire que, par exemple, telle enceinte – l'enceinte x – présente un rendement de 91 dB (SPL)/ 1 W/1 m, ce qui est un emploi impropre de la dénomination rendement qui ne peut s'appliquer qu'à un nombre pur.

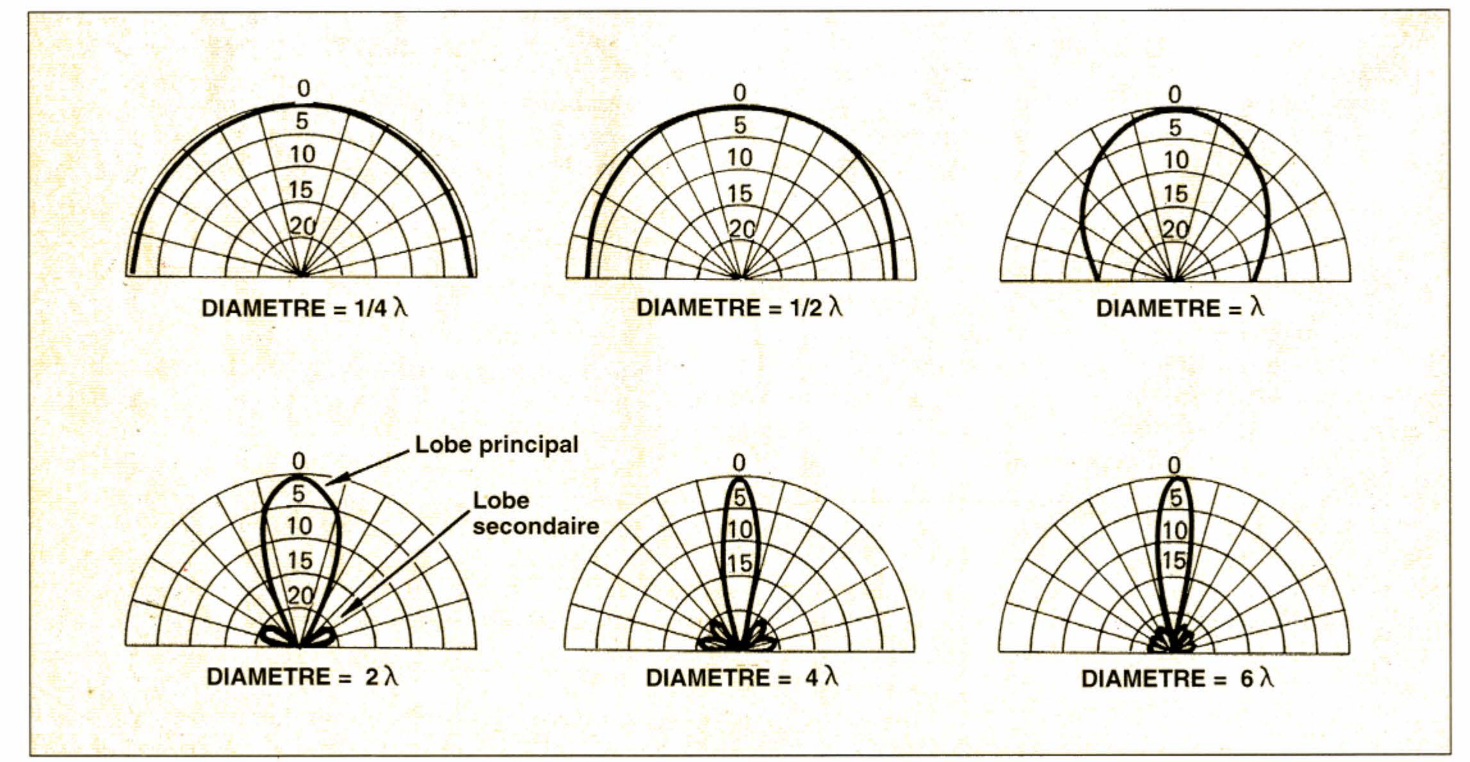


Figure 5 : Diagrammes de directivité d'une membrane de haut-parleur d'un diamètre utile D en fonction de la longeur d'onde λ du son émis (λ = v/f : λ et D en mètre, v en m/s, f en Hz).

Dans le cas présent, il serait plus approprié et plus exact de parler de sensibilité, voire d'efficacité (sous-entendu dans l'axe à 1 m pour 1 W à l'entrée de l'enceinte acoustique), la référence 0 dB (SPL : « *Sound Pressure Level* », soit « niveau de pression sonore ») étant de 2.10^{-5} pascal, ce qui entraîne que 94 dB correspondent à une pression de 1 pascal. On pourrait tout autant parler d'intensité sonore I, laquelle est proportionnelle au carré de la pression sonore p.

Pour une source ponctuelle qui rayonne uniformément l'intensité sonore suivant les rayons r d'une sphère dont la source est le centre, l'intensité I est constante au travers de chaque élément dS de surface de cette sphère et la puissance acoustique rayonnée est égale à :

$$P_A = I \Sigma dS = I . 4\pi r^2 \qquad (4)$$

Connaissant p, il est facile d'en déduire I et donc P_A. Si la puissance P_E injectée à l'entrée est connue, alors R est connu.

Dans la réalité, les choses sont bien moins idéales, donc bien moins simples. D'abord parce que le diagramme de rayonnement d'une enceinte n'est pas une sphère dans l'espace (ni donc un cercle dans le plan) mais, en outre, ce diagramme représentatif de la variation de p varie en fonction de la fréquence.

Pour fixer les idées, nous donnons la variation du rayonnement dans un plan d'un haut-parleur en fonction de la fréquence, avec le diamètre du haut-parleur comme paramètre ; la membrane du haut-parleur étant circulaire, tous les diagrammes suivant des plans passant par un axe perpendiculaire au centre de la membrane sont identiques (fig. 5).

On conçoit dans ces conditions qu'il soit très difficile d'évaluer P_A puisqu'il est nécessaire non seulement de connaître p à toutes les fréquences (ou, à tout le moins, dans des bandes de fréquence Δf très étroites) mais également en de nombreux points de l'espace. Néanmoins, nous avons pu voir un constructeur ** se livrer à une telle évaluation : dans une immense salle de plusieurs milliers de mètres carrés, une enceinte acoustique fixée sur un axe vertical, à plusieurs mètres du sol, lequel est lui-même solidaire d'un socle tournant horizontal permet de chiffrer la réponse d'une enceinte acoustique dans un plan grâce à un microphone fixe positionné sur son axe (au départ du mouvement : position 0°). Mais, qui plus est, cette enceinte peut effectuer un mouvement de rotation dans un plan vertical. En conséquence de quoi, le système métrologique permet d'évaluer les diagrammes de directivité dans les trois dimensions et à partir de là, grâce à l'informatique et à des programmes spécifiques, de chiffrer P_A et, en fin de compte, d'évaluer R.

Dispositif de mesure des réponses en trois dimensions d'une enceinte acoustique EAW : socle tournant et enceinte orientable.

Ces quelques réflexions vous permettront de voir que les enceintes acoustiques disposent de moyens d'étude et de fabrication permettant d'obtenir de meilleures performances. Toutefois, quoi qu'il en soit, les lois physiques ne peuvent être contournées.

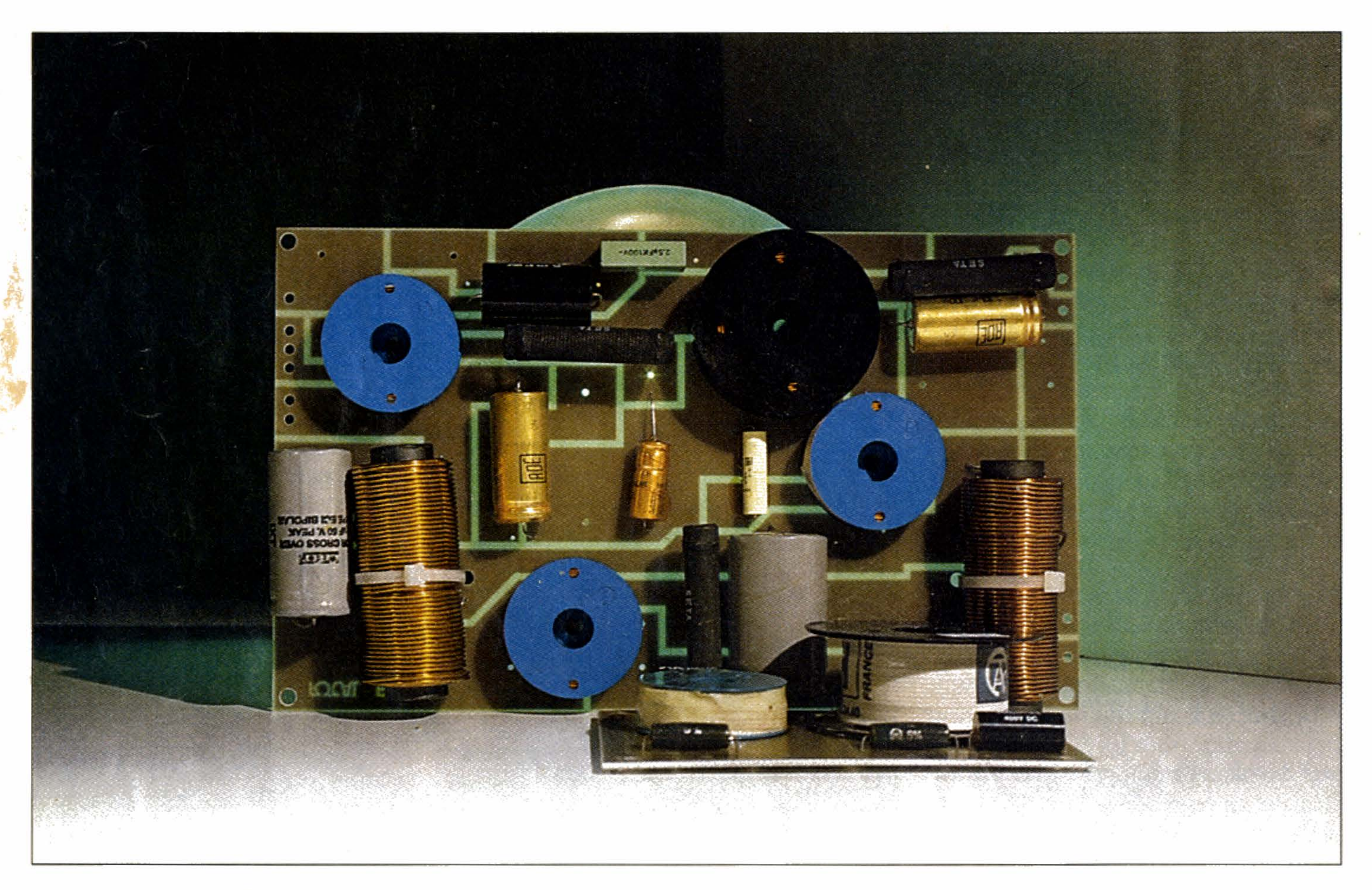
Ch. Pannel

** *Il s'agit d'EAW* (Eastern Acoustic Works), *société située à Whitinsville, près de Boston (USA), et qui construit des enceintes acoustiques professionnelles (moniteurs et sonorisation).*

Bibliographie

• John Borwick : « *Loudspeaker and headphone handbook* ». Butterworth, 1988.
• John Eargle : « *Handbook of sound system design* ». ELAR, 1988.
• W. Gelow, M. Gander et J. Eargle : « *An integrated digital concept in studio monitoring* ». 2e Symposium Radio Montreux, juin 1994.

Les filtres pour enceintes acoustiques



De nombreux lecteurs nous ont demandé des précisions sur les filtres passifs qui équipent les enceintes acoustiques : comment les ingénieurs des marques les conçoivent-ils et selon quels critères ?... Comment les réaliser soi-même aussi, quand on est amateur de kit, ou simplement curieux et passionné d'électroacoustique ? Réponse de complexité progressive et chiffrée.

Les filtres, c'est à la fois très simple et très compliqué, selon ce que l'on désire savoir. Il est toutefois possible de s'en sortir avec un formulaire que nous publions ici. Un développement mathématique assez poussé peut s'imposer parfois, si l'on veut saisir certains phénomènes ou aborder des réalisations complexes. Nous réserverons cette partie à un prochain article.

Conception générale

Les filtres pour enceintes acoustiques sont composés d'arrangements de composants passifs : inductances (bobinages), condensateurs non polarisés, résistances de puissance (entre 5 et 15 W), disposés entre la source, l'amplificateur audio et les haut-parleurs. Ces arrangements comprennent des éléments en série sur le trajet du signal : ceux-ci sont supposés laisser passer ce qui est destiné au haut-parleur concerné. Le cas le plus simple de ces arrangements est le filtre à 6 dB par octave série. Les arrangemens comprennent aussi des éléments en parallèle (en dérivation, si vous préférez) qui, eux, détournent vers la masse ce qui n'est pas destiné au haut-parleur concerné.
Les éléments en question ont une propriété simple : leur impédance ou, si on préfère, la résistance qu'ils offrent au passage des signaux audio, varie selon la fréquence (hauteur du son, du grave à l'aigu).

POUR CEUX QUI VEULENT EN SAVOIR PLUS

La correction de phase électrique

Dans une enceinte acoustique à plusieurs voies, le filtre introduit, pour la voie grave, un certain retard du signal, par rapport à ce qui « arrive » sur les autres voies, celles vouées à la reproduction des fréquences plus hautes. On peut compenser ce retard de manière purement acoustique : il suffit, par exemple, d'éloigner la source la plus en avance. C'est ainsi que l'on peut constater, sur certaines enceintes, un montage des haut-parleurs sur des plans décalés. Sur une deux voies, ce décalage n'excède guère 5 ou 10 cm. Sur une trois voies, on a pu constater jusqu'à 60 cm entre grave et médium (cas extrême d'une enceinte autrefois fabriquée par Audiotech, à Bagneux.

Il existe cependant une méthode purement électrique qui compense le retard de la voie grave en retardant les signaux destinés à la voie aiguë.

Toutefois, contrairement à ce que peut offrir une correction numérique, c'est plus une compensation de phase (donc variable avec la fréquence) qu'un délai fixe.

Matériellement, la correction de phase fait appel à des composants réactifs (inductances, condensateurs) arrangés de telle manière qu'ils n'influent ni sur la réponse en fréquence ni sur l'impédance de la voie traitée. Un tel réseau apparaît en figure 1.

La fonction de transfert, en régime harmonique, de ce circuit est :

$$\frac{1 - L\,C\,p^2}{2\,L\,p/R + L\,C\,p^2 + 1}$$

avec $p = j\omega$

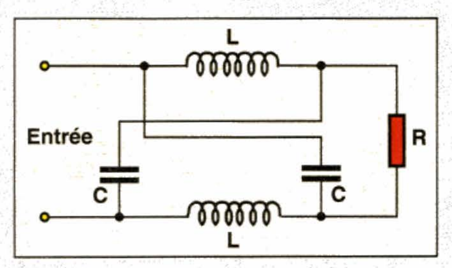
f = fréquence

$\omega = 2\,\pi\,f$

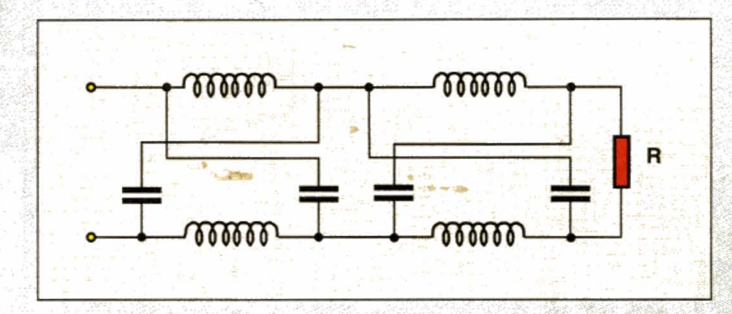
R = résistance du haut-parleur.

Si l'on pose $L = CR^2$, cette expression devient :

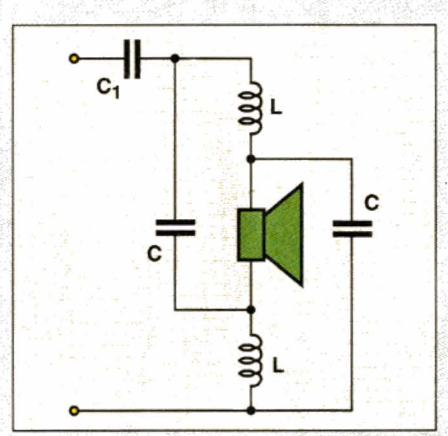
$$G = \frac{(1 + R^2\,C^2\,\omega^2)}{(R\,C\,p + 1)^2}$$



Cellule élémentaire de correction de phase.



On peut cascader les cellules pour cumuler des retards multiples.



Autre aspect de la chose, précédée d'un filtre passe haut du 1er ordre.

dont le module vaut :

$$\frac{1 + L\,C\,\omega^2}{1 + L\,C\,\omega^2} = 1$$

Cela signifie que l'amplitude de la tension appliquée au circuit déphaseur se retrouve intégralement sur la résistance du haut-parleur.

En revanche, l'expression de G peut s'écrire :

$$(1 + R^2\,C^2\,\omega^2)\,\frac{1}{R\,C\,p + 1}\,\frac{1}{R\,C\,p + 1}$$

C'est le produit de trois termes : le premier, strictement positif, et deux autres, identiques et caractéristiques d'un filtre passe-bas du premier ordre. Ce sont ces deux derniers termes qui vont déterminer la phase.

Chacun des termes $1/(RCp + 1)$ contribue à un déphasage évoluant entre 0° (fréquence nulle) à 90° (fréquence tendant vers l'infini).

La phase totale évoluera donc de 0° à 180°, avec la valeur remarquable de 90° pour $RC\omega = 1$ (ou $LC\omega^2 = 1$).

L'impédance d'un tel circuit, chargé par la résistance R, est constante et égale à R. Cette propriété permet de cascader plusieurs filtres passe tout-retardateurs, identiques et, bien sûr, dont le dernier est chargé par la résistance R. Ce procédé n'est valable que si le haut-parleur peut être assimilé à une résistance. On utilise dans la pratique ce montage avec les tweeters (sauf les piézos !) dont l'impédance se confond pratiquement avec leur résistance en courant continu. Ou bien on travaille avec un haut-parleur dont la composante inductive de l'impédance est soigneusement compensée. C'est surtout Elipson, en France, qui a utilisé ce genre de structure intégrée au filtre. Dynaudio y fait également appel régulièrement.

Les bobines dont l'impédance, vaut en simplifiant, 2 π f L (f = fréquence, L = inductance), tendent à gêner le passage des aigus. A l'opposé, les condensateurs ne se laissent pas facilement traverser par les courants de basse fréquence (ceux correspondant aux sons graves). L'impédance simplifiée d'un condensateur vaut en effet 1/2 π f C (C = capacité).

Prenons un exemple. On désire réaliser un filtre passe-bas, c'est-à-dire ne laissant passer dans le haut-parleur que des sons graves. Il suffit de disposer sur le trajet du signal une inductance. C'est le filtre du premier ordre à 6 dB/octave (voir fig. 1). Mais cette opération n'est pas très efficace : il reste encore de l'aigu qui passe. On peut dériver cet aigu vers la masse en ajoutant un condensateur en parallèle sur le haut-parleur : c'est le filtre du deuxième ordre. Et si cela ne suffit pas encore, on ajoute une seconde bobine en série avec le haut-parleur et ainsi de suite.

Le filtre passe-haut complémentaire se construit de la même manière à cela près que l'on remplace les inductances par des condensateurs et *vice versa*. Mais, attention ! cette substitution ne concerne que la nature des composants, pas leur valeur (exception faite des filtres du premier et du deuxième ordre).

En un premier temps, nous n'étudierons que les filtres passe-haut et passe-bas, les filtres passe-bande feront l'objet d'un article ultérieur. Que retenir de tout cela ? A l'examen de ce qui vient d'être dit et de

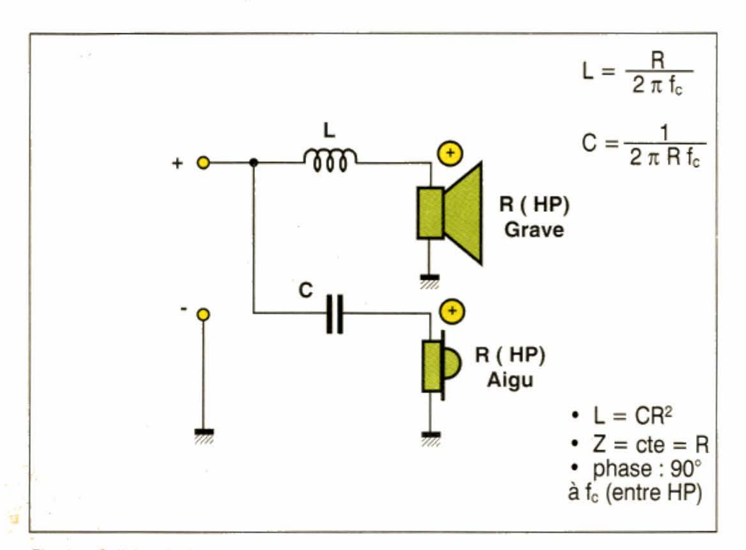


Fig. 1. - Cellules du 1er ordre.

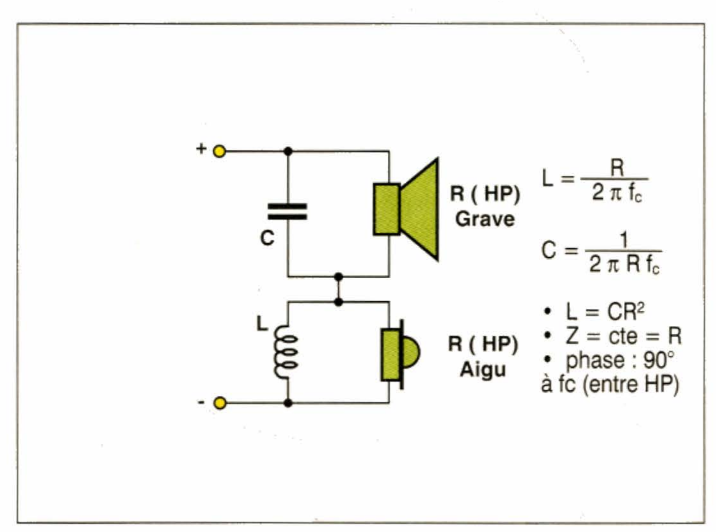
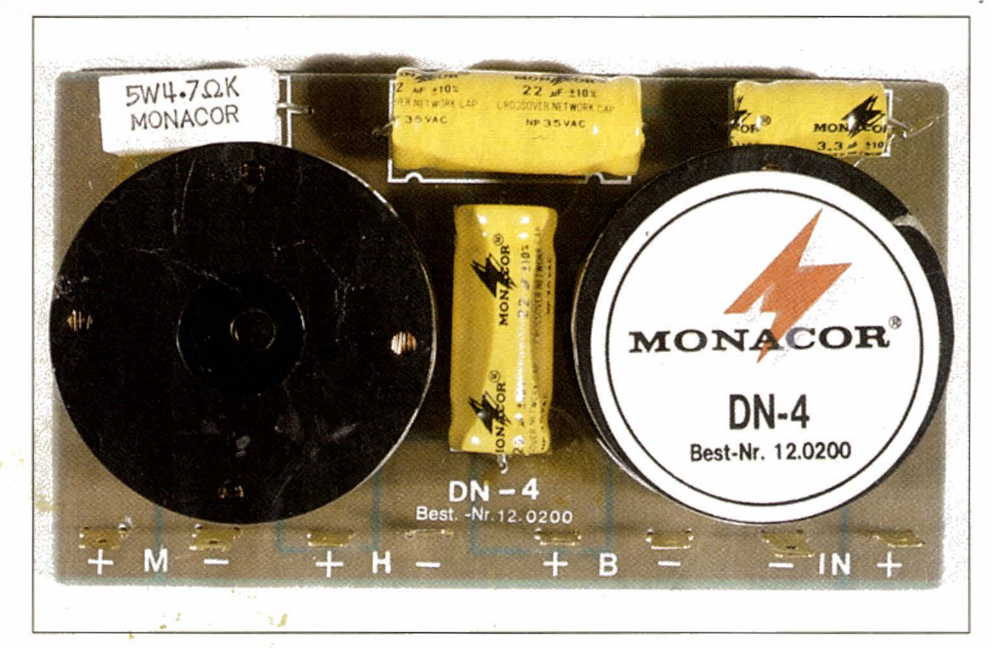
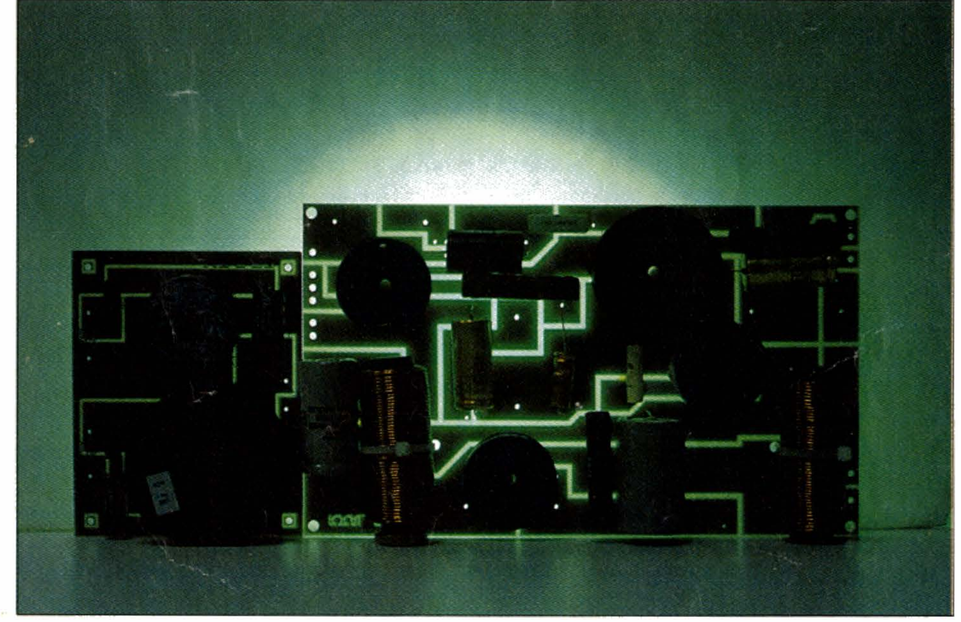


Fig. 2. - Cellules du 1er ordre série.



Un filtre " universel " (!) deux voies.



Deux filtres dédiés : Audax et Focal.

ce qui suit, formules entre autres choses, il faut se souvenir qu'un filtre est toujours adapté au haut-parleur par trois caractéristiques : fréquence de coupure, pente (ordre), impédance du haut-parleur. Le choix de ces trois caractéristiques nécessite une connaissance précise du haut-parleur utilisé.

Les filtres du premier ordre

Ce type de filtre, ultra simple, est assez rarement utilisé. Il concerne essentiellement des enceintes deux voies de puissance admissible modeste.

En revanche, il constitue 90 % des méthodes de filtrage en audio destinée à l'automobile, marché de consommateurs assez peu informés où le quantitatif (watts, nombre de voies) l'emporte sur le qualitatif.

Ces filtres coupent à raison de 6 dB par octave. On les utilise pour des haut-parleurs à réponse en fréquence régulière, qui possèdent eux-mêmes une coupure naturelle (acoustique) et d'une bonne tenue en puissance (tweeters notamment). Ce filtre apparaît en **figure 1**.

Le filtre série

Une variante du traditionnel filtre à 6 dB/octave apparaît en **figure 2.** Les pentes sont les mêmes ainsi que dans le premier cas, ainsi que les valeurs de L et C en fonction de R et de f_c. Le calcul du déphasage entre voies donne le même résultat. L'impédance est constante et assimilable à R. A quoi sert ce filtre ? Sur le papier, à rien. Mais certains fabricants le préfèrent au premier, argumentant d'une

« meilleure mise en phase puisque les HP sont montés en série... ». On leur fournit le papier et un crayon ?

Les filtres du second ordre

Ils mettent en œuvre deux éléments réactifs par voie, une inductance et un condensateur selon les schémas de la figure 3. Lorsque l'on développe le polynôme caractéristique de ce filtre, on note l'apparition d'un paramètre, le coefficient de surtension du circuit RLC que constituent le filtre et sa charge R. Ce coefficient Q, égal à $L\omega_0/R$, témoigne d'une possibilité de surtension à la fréquence de coupure (valeurs de Q inférieures à 2). Nous n'étudierons ici que deux cas, non affectés de ce phénomène : $Q = 0{,}707$ ($\sqrt{2}/2$ si l'on préfère) et $Q = 2$, correspondant, respectivement, aux conditions $L = 2\,CR^2$ et $L = 4CR^2$. Pour le concepteur, il vaudra mieux ne pas trop s'écarter de ces valeurs théoriques sous peine de « bosses » sur la courbe de réponse...

Les polynômes caractéristiques de ces filtres peuvent être factorisés. Dans le cas où $L = 4\,CR^2$, l'expression de la phase en fonction de la fréquence est régulière, d'où le vocable, chez les théoriciens, de filtre à temps de propagation de groupe constant. Cette notion traduit le fait que le haut-parleur et son filtre traitent avec un retard équivalent tous les signaux dans la bande transmise.

Si l'on calcule l'impédance totale représentée par la mise en parallèle des sections passe-haut et passe-bas de ces filtres à 12 dB par octave, et chargés par des haut-parleurs de même impédance supposée résistive et égale à R, on trouve une résistance égale à R **dans le seul cas où $L = 2\,CR^2$**. Ainsi, c'est la condition pour pouvoir « cascader » des cellules à 12 dB par octave.

L'examen de cette dernière structure permet déjà d'imaginer un filtre à trois voies parallèles, dont la section « aigu » est totalement indépendante des deux autres (**fig. 4**).

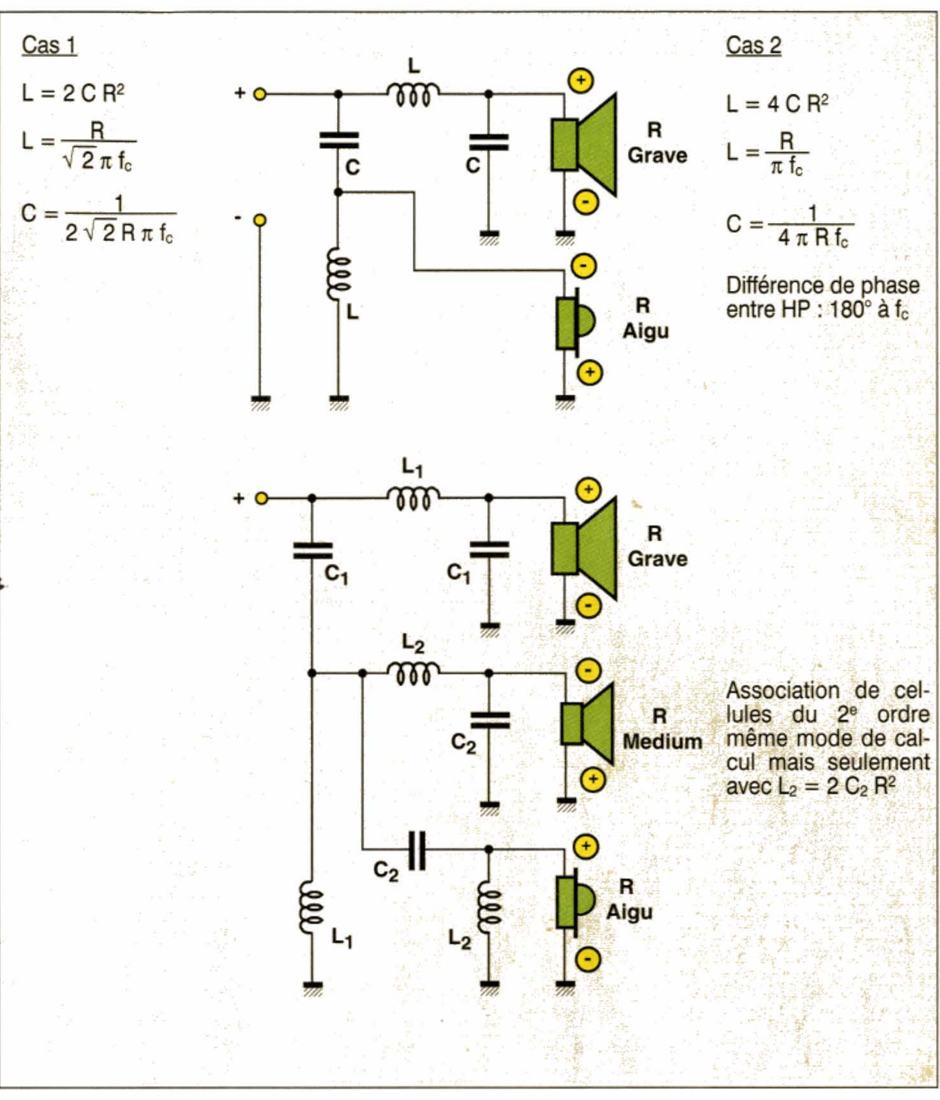


Fig. 3. – En haut, cellules du 2e ordre (2 voies). En bas cellules du 2e ordre (3 voies).

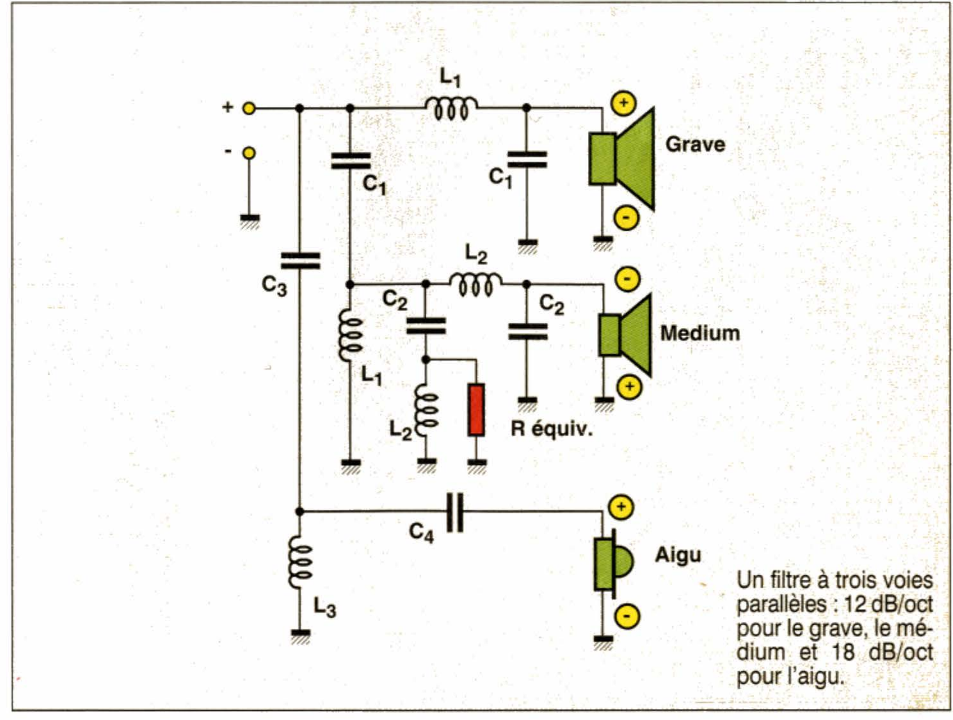


Fig. 4. – Filtre complet L_2, C_2 et R équiv. constituent une " fausse " charge aigu. La charge réelle est filtrée à 18 dB/oct par C_3, L_3 et C_4.

Les filtres de troisième ordre

Ces structures comprennent trois éléments réactifs par branche ; ils sont essentiellement utilisés en passe-haut ou passe-bas : il n'y a pas de passe-bande simple à 18 dB/octave, du moins dont le calcul

POUR CEUX QUI VEULENT EN SAVOIR PLUS

La compensation de l'impédance des haut-parleurs

L'ensemble des structures de filtres passifs utilisés en audio résulte de calculs qui ont tous un point commun : ils supposent que la charge du filtre est purement résistive, ce qui équivaut dans la pratique à assimiler le haut-parleur à une résistance. Trop souvent on se sert, au moment du calcul, d'une valeur communiquée par le fabricant : 4 ou 8 Ω. Ces chiffres concernent, dans le meilleur des cas, la plus proche valeur normalisée de la moyenne du module de l'impédance...

Or, il est absolument nécessaire d'en savoir plus si l'on se lance dans le filtrage d'un haut-parleur.

Pour ce faire, il faut soit disposer de la courbe donnant la valeur du module de l'impédance en fonction de la fréquence, soit de deux valeurs numériques : la résistance en courant continu et l'inductance.

Pour cette dernière valeur, certains théoriciens distinguent deux inductances : l'une pure, l'autre affectée de pertes (voir fig. 1), respectivement L_1 et L_2. Dans la pratique, cela n'a guère d'importance car une seule valeur suffit pour arriver à des résultats exploitables.

Donc, on se servira soit de la valeur communiquée par le fabricant, soit en calculant cette valeur à partir de l'examen de la courbe d'impédance.

La méthode est la suivante : chercher le minimum de cette courbe et vérifier que cette valeur minimale coïncide avec la résistance du HP (notée Rcc).

Trouver le module de l'impédance à 10 000 Hz (noté Z_{10K}).

Appliquer la formule :

$$L_{HP} = \frac{\sqrt{Z_{10K}^2 - R_{CC}^2}}{2\pi \times 10} \quad \text{(en millihenrys)}$$

Exemple : si la courbe passe par 12,4 Ω à 10 kHz et si le HP présente une résistance de 4 Ω, alors L_{HP} : 0,18 mH (voir fig. 2).

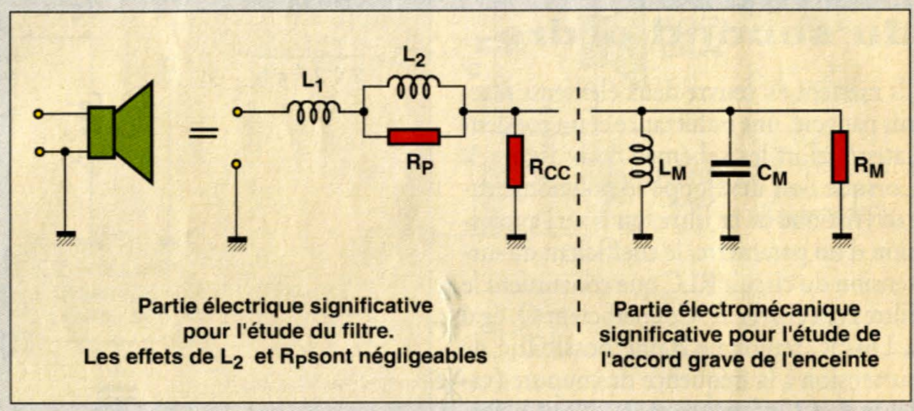


Fig. 1. – Les composantes essentielles de l'impédance d'un haut-parleur.

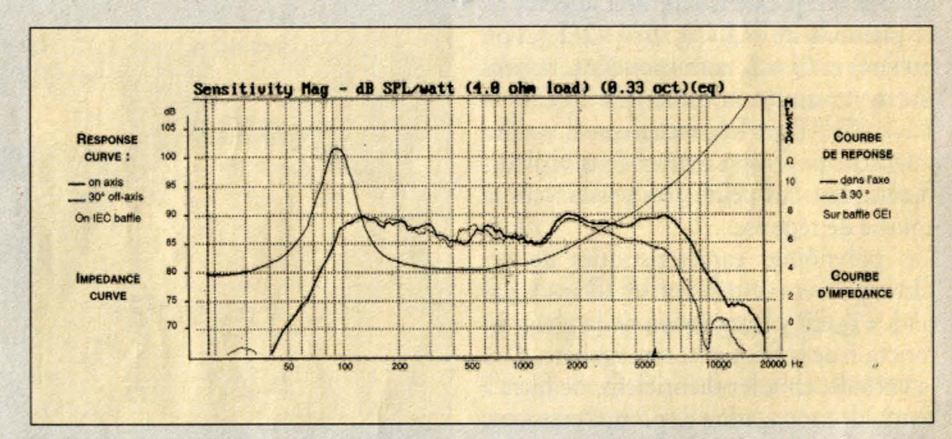


Fig. 2. – Courbe d'impédance d'un HP Audax.

Dès lors, on peut concevoir le réseau de compensation de l'impédance, généralement composé d'un circuit RC série en parallèle avec le haut-parleur (fig. 3).

Intuitivement, on comprend déjà ce qui se passe dans cette association : au fur et à mesure que la fréquence augmente, l'impédance du HP augmente aussi, mais celle de la branche RC série diminue, tendant vers Rcc.

Plus précisément l'impédance complète du HP compensé vaut :

$$Z = \frac{(L\,p + R)\,(1 + R\,C\,p)}{L\,C\,p^2 + R\,C\,p + R\,C\,P + 1} \quad \text{si } (R = R_{CC})$$

Si l'on pose $L = R^2 C$

$$Z = \frac{(R^2 C\,p + R)\,(1 + R\,C\,p)}{(1 + R\,C\,p)^2} = \frac{R^2 C\,p + R}{R\,C\,p + 1}$$

$$= R\,\frac{(1 + R\,C\,p)}{(1 + R\,C\,p)} = R = RCC$$

Il existe donc un couple de valeurs R et C telles que R = Rcc et $C = L/R^2cc$, qui satisfont les conditions et assurent une impédance constante et résistive égale à Rcc. Dans l'exemple de la figure 2, un réseau composé d'une résistance de 4 Ω et d'un condensateur de 12 µF (valeur la plus proche de 11,25) suffisent à compenser le haut-parleur étudié.

montre un polynôme factorisable et dont la réponse s'effectue sans trou ni surtension. Ces structures à 18 dB/octave sont cascadables, sans condition, mais il faut s'assurer, au voisinage des fréquences de coupure, que les haut-parleurs sont bien résistifs.

Le polynôme caractéristique de ces filtres ne fait apparaître une réponse régulière en amplitude que sous certaines conditions : $L_1 = 3\,L_2$ pour la section passe-bas → $C_1 = 8\,L_2/\,3R^2$.

$C_3 = 3\,C_2$ pour la section passe-haut → $L_3 = 9\,C_2R^2/8$.

Ces valeurs sont données pour une coupure à – 3 dB. La phase entre transducteurs vaut 270° à la coupure (ou 90° si l'on préfère).

Ce type de filtre est souvent employé sur les enceintes à deux voies dont le tweeter est utilisé assez bas en fréquence (2 000 à 3 000 Hz), où si ce dernier accepte mal de fonctionner près de sa fréquence de résonance (cas des tweeters annulaires à haut rendement, entre autres). Il est aussi utilisé en passe-bas sur les graves, lorsque ce dernier présente une résonance parasite près de sa fréquence de coupure haute, que l'on a du mal à atténuer avec un filtrage d'ordre plus faible.

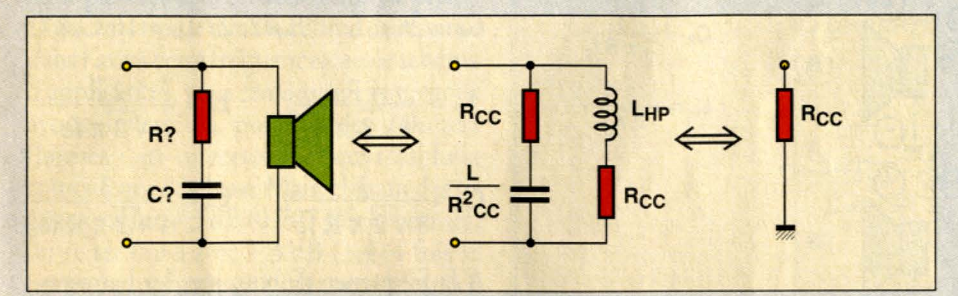


Fig. 3. – La recherche des éléments de compensation.

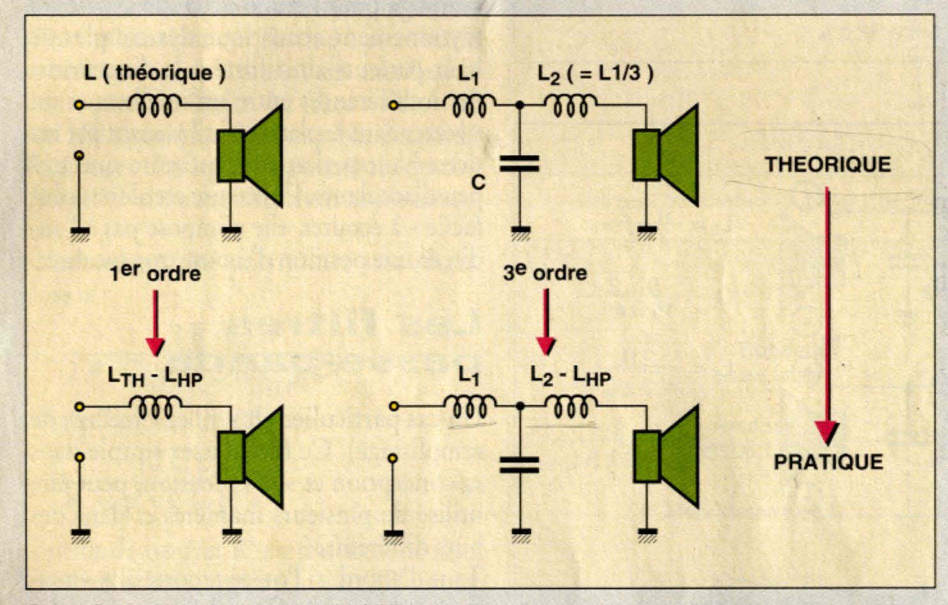


Fig. 4. – Pourquoi les inductances sont plus faibles que prévues.

Compensation partielle

Nous avons vu que la partie gênante de l'impédance du haut-parleur était inductive. Or on compense généralement les HP de grave et de médium, ceux que l'on filtre le plus souvent en passe-bas. Ces filtres, s'ils sont du premier ou du troisième ordre (ou de tout ordre impair), se terminent généralement par une inductance (fig. 4). On met à profit cette particularité pour diminuer la valeur théorique de cette inductance d'une quantité égale à l'inductance propre du haut-parleur.

C'est pourquoi, lorsque l'on étudie le filtre d'une réalisation commerciale, on remarque des valeurs d'inductances bien inférieures à celles que l'application d'une formule classique peut donner par le calcul, connaissant la seule résistance du haut-parleur et la fréquence de coupure retenue comme données de départ.

A titre d'exemple, un bon haut-parleur d'impédance nominale 8 Ω, d'un diamètre de bobine de 10 cm peut présenter une inductance de 1,2 mH. Cette valeur correspond, par exemple, à celle de la deuxième bobine d'un filtre passe-bas à 18 dB par octave (3e ordre) coupant à 500 Hz. Le concepteur « oubliera » donc cet élément, puisqu'il se trouve à « l'intérieur » du haut-parleur, annoncera un filtre à 18 dB/octave alors que physiquement apparaîtra sur le produit un modèle à 12 dB/octave... dont les valeurs sembleront fausses par rapport à la théorie !

Un autre aspect de la chose

Il faut aussi savoir que les amplificateurs qui alimentent ces haut-parleurs sont conçus pour travailler sur charge résistive.

En effet, supposons que l'on charge un ampli par une résistance de 8 Ω, puis par 8 Ω en série avec 1 mH.

Dans le premier cas, courant et tension de sortie seront en phase, ce qui fait que le maximum de puissance sera dissipé par la résistance (2/3 dans la résistance, 1/3 dans l'ampli si c'est un modèle courant, pas un « classe A »).

Dans le second cas, un déphasage tension/courant va apparaître : la tension issue de l'ampli sera en avance par rapport au courant qui en sort.

Dans le premier cas, le maximum de tension aux bornes des transistors correspond au minimum de courant qui les traverse.

Dans le second cas, l'angle de déphasage décale cette coïncidence économique, et fait que les transistors passent un courant non négligeable et supportent en même temps une bonne part de la tension. D'où un échauffement à cet endroit.

Un phénomène sensiblement analogue peut s'observer lorsque l'on branche un haut-parleur piézo en parallèle sur un HP de grave : l'association devient alors 8 Ω en parallèle avec un condensateur. Apparaît alors aussi un déphasage et, en plus, une diminution de l'impédance ! L'ampli peut claquer dans ce genre d'opération.

Les filtres du quatrième ordre

Avec ces filtres, on aborde des réalisations performantes mais coûteuses. Le quatrième ordre est appliqué lorsque le concepteur tente de minimiser les interférences entre haut-parleurs et surtout l'intermodulation sur chacune des voies ; ou encore, sur une seule voie si le haut-parleur concerné présente, en dehors de sa courbe de réponse utile, quelques résonances récalcitrantes. Les polynômes caractéristiques du quatrième ordre ne sont pas faciles à manipuler. Leur réduction en fractions simples imposent des conditions entre éléments. Pour obtenir une coupure régulière du 4e ordre, avec – 6 dB à f_c, il faut pour le passe-bas :

$$L_1 = 2\,L_2 \text{ et } 3\,L_2 = 8\,C_2R^2 \text{ et } C_1 = 9\,C_2/2$$

Ces conditions imposent :

$$L_1 = \frac{2\,R\sqrt{2}}{3\,\pi\,fc} \qquad L_2 = \frac{R\sqrt{2}}{3\,\pi\,fc}$$

$$C_1 = \frac{\sqrt{2}}{8\,R\,\pi\,fc} \qquad C_2 = \frac{9\sqrt{2}}{16\,R\,\pi\,fc}$$

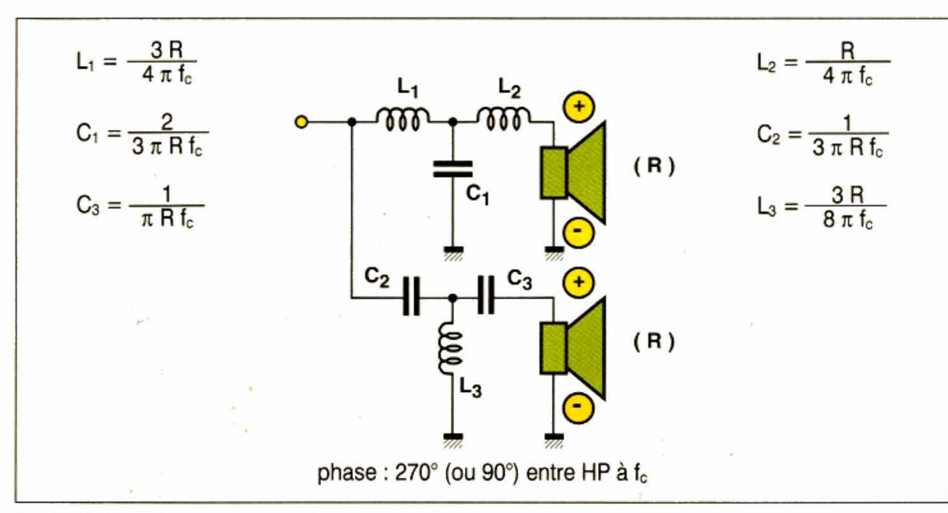


Fig. 5. – Cellules complémentaires du 3e ordre.

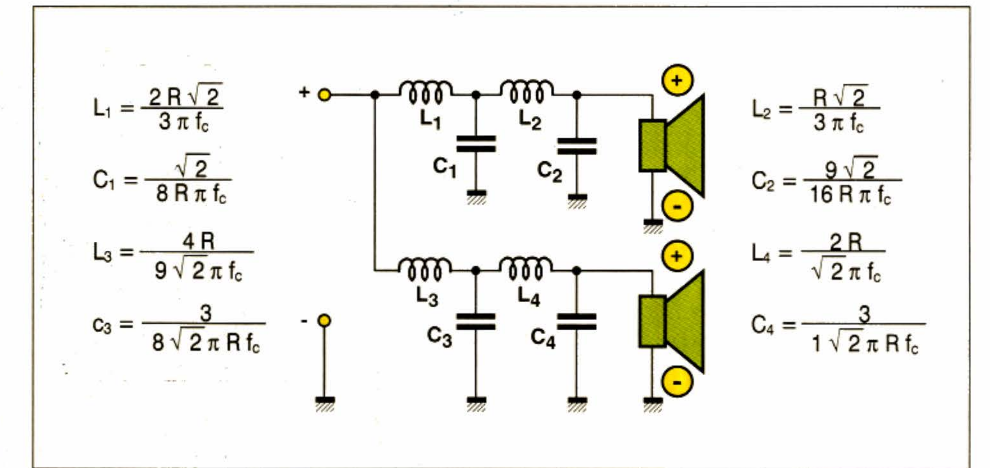


Fig. 6. – Cellules complémentaires du 4e ordre.

La section passe-haut présente les mêmes contraintes :

$C_4 = 2C_3$, $L = 9L_3/2$, $27 L_3 = 16 C_4R_2^2$!

$$L_3 = \frac{4R}{9\sqrt{2}\pi fc} \qquad L_4 = \frac{2R}{\sqrt{2}\pi fc}$$

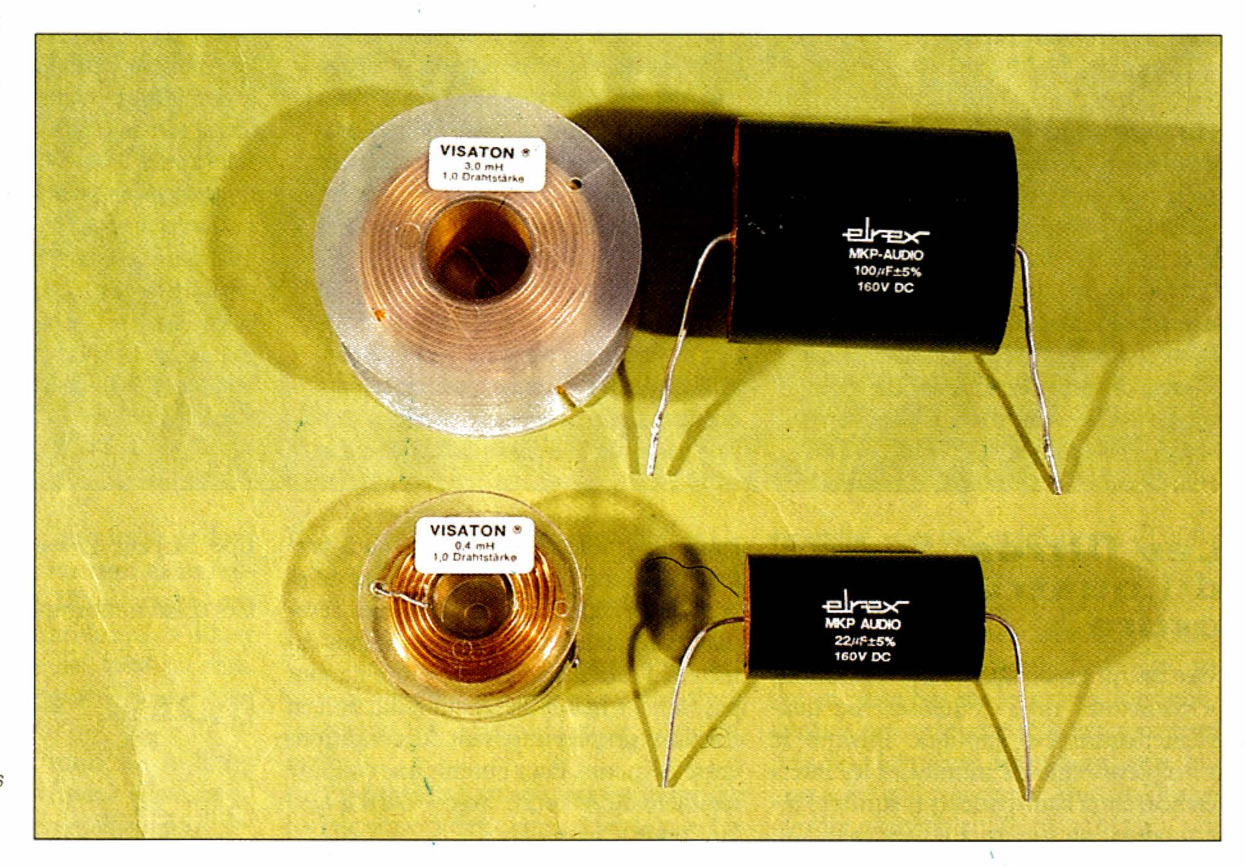
$$C_3 = \frac{3}{8\sqrt{2}\pi R fc} \qquad C_4 = \frac{3}{4\sqrt{2}\pi R fc}$$

A la fréquence de coupure, les haut-parleurs sont en phase (0 degré). Cela est un avantage pour l'étude de la directivité du rayonnement acoustique des couples de haut-parleurs ainsi filtrés : le diagramme des interférences entre un médium et un tweeter dans le plan vertical passant par ces deux haut-parleurs ne présente que très peu d'accidents. L'enceinte est alors « plus facile » à écouter, elle n'impose pas à l'auditeur une position d'écoute trop localisée.

Les filtres passe-bande

Un cas particulier : le « filler » (cellule de remplissage). Ce filtre, assez simple dans sa conception et son exécution, peut être utilisé de plusieurs manières et dans des buts différents.

Tout d'abord, si l'on se reporte aux équations relatives au filtre du seconde ordre



Quelques condensateurs et bobines utilisés dans la réalisation de filtres passifs.

(cas 1 : $L = 2\ CR^2$, coupure à – 3dB), on s'aperçoit qu'à la fréquence de coupure les haut-parleurs sont en opposition de phase. D'où un « trou » dans la courbe de réponse dans l'axe à cette fréquence. Sur le schéma d'application, vous remarquerez que nous avons inversé la polarité des tweeters (bornes + et – inversées), ce qui rétablit la coïncidence de phase. Mais, chacun des signaux valant – 3 dB (0,707 fois la norme), on se retrouve avec + 3 dB (1,414 fois la norme) : on constate alors une « bosse » à la place du trou.

L'idée du « filler » consiste à remplir le trou avec un haut-parleur destiné à cette seule fonction, donc travaillant sur une bande de fréquence réduite. Le filtre « filler » et son HP associé forment un circuit accordé RLC assez classique : le polynôme du circuit RLC « bouche effectivement le trou » car :

– la somme des polynômes des filtres donne :

$$\frac{1 + 2\,R^2\,C^2\,p^2}{2\,R^2\,C^2\,p^2 + 2\,R\,C\,p + 1}$$

– le polynôme du filler est :

$$\frac{R'\,C\,p}{R'\,C\,p + L\,C\,p^2 + 1}$$

Il suffit de trouver R' en fonction de R et une condition du genre $L = n\ CR'^2$ pour que la somme des deux polynômes ci-dessus soit égale à 1. En prenant $R' = 2\ R$ et $L = R'^2C/2$ (ou $L = 2\ R^2C$), ces conditions sont réunies. On trouve en **figure** 7 un schéma résumant cette application : une enceinte à deux voies sans trou dans la courbe de réponse. Vous remarquez que la polarité du tweeter est rétablie par rapport au schéma de la figure 3.

Le « filler » en large bande

Nous avons vu que la cellule de remplissage était d'un grand secours sur les enceintes à deux voies filtrées à 12 dB/octave. Le principe s'applique également aux enceintes trois voies, le filler jouant le rôle d'un filtre passe-bande à réponse large. Cette conception souffre toutefois du fait que la largeur de bande retenue fixe de manière univoque la pente du filtrage : plus la bande est large, plus la pente est faible. Nous aurons l'occasion d'étudier de manière plus précise les filtres passe-bande dans un prochain article et de faire la synthèse de tout cela avec quelques exemples.

G.L.

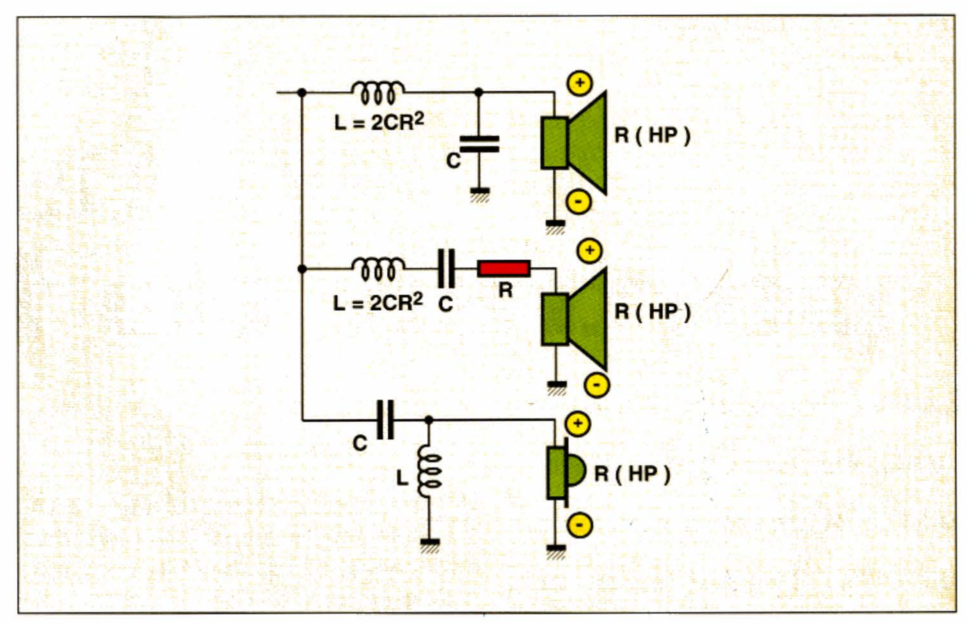
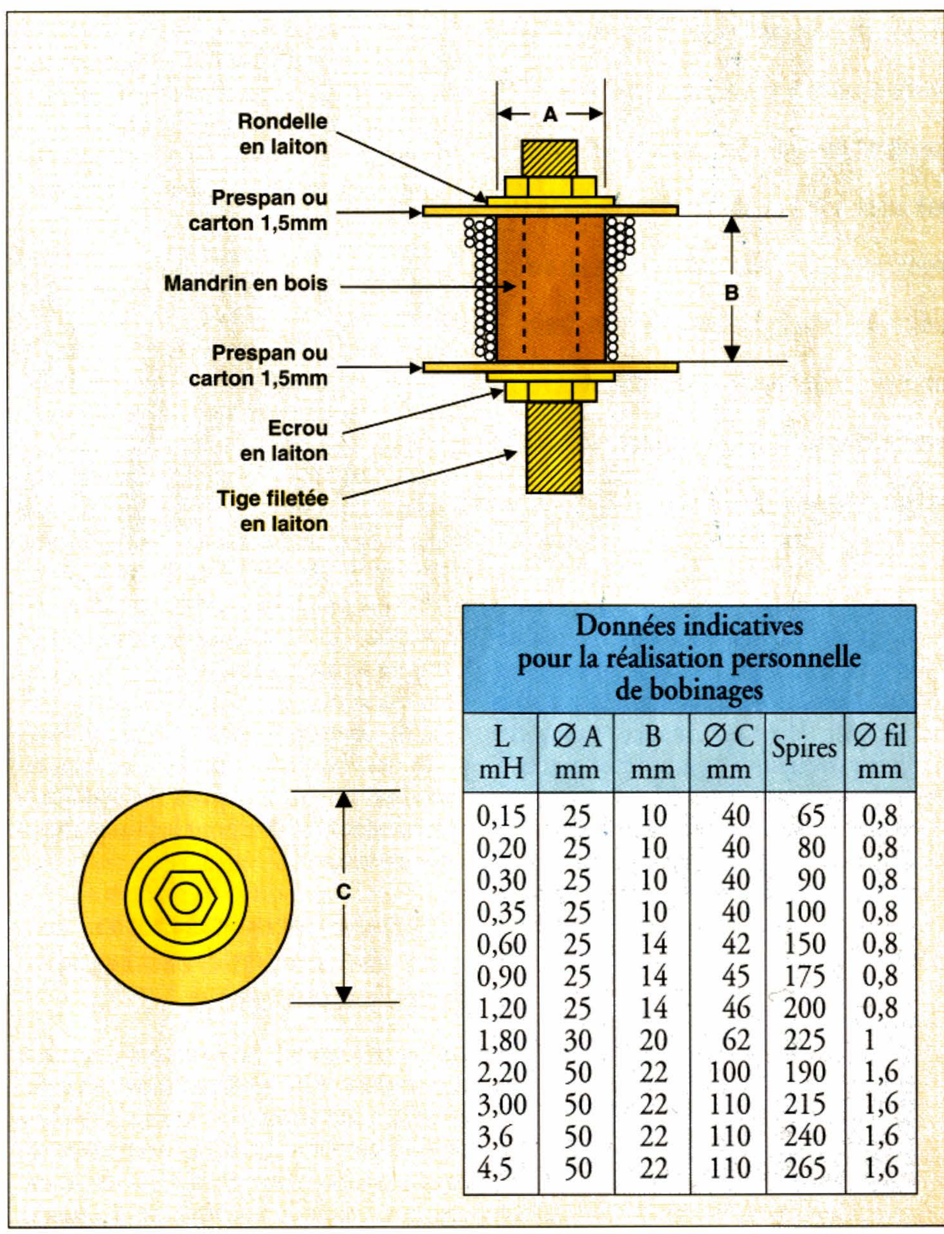


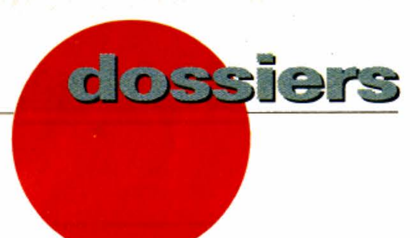
Fig. 7. – Schéma de principe d'une deux voies avec " filler ".



Données indicatives pour la réalisation personnelle de bobinages

L mH	∅ A mm	B mm	∅ C mm	Spires	∅ fil mm
0,15	25	10	40	65	0,8
0,20	25	10	40	80	0,8
0,30	25	10	40	90	0,8
0,35	25	10	40	100	0,8
0,60	25	14	42	150	0,8
0,90	25	14	45	175	0,8
1,20	25	14	46	200	0,8
1,80	30	20	62	225	1
2,20	50	22	100	190	1,6
3,00	50	22	110	215	1,6
3,6	50	22	110	240	1,6
4,5	50	22	110	265	1,6

Comment réaliser soi-même des inductances.



Enceintes acoustiques : portrait de famille

Enceintes closes, bass-reflex, radiateur passif... Vous avez peut-être entendu parler de ces termes mais quelle réalité cachent-ils ? L'enceinte acoustique, c'est, en gros, une caisse qui supporte plusieurs haut-parleurs. Elle prend des formes parfois étranges, des noms bizarres et joue un rôle acoustique indispensable à la bonne reproduction d'un signal musical. L'acoustique reste un domaine où l'imagination va bon train mais où les bonnes vieilles solutions reviennent toujours à la surface, servies par de nouveaux matériaux...

Travaux pratiques

Prenez un petit haut-parleur, envoyez-lui un signal musical. Vous entendrez de la musique. Entourez-le de vos mains, vous serez peut-être surpris d'entendre le niveau augmenter et le timbre s'élargir vers le registre grave. Cette manipulation simple met en évidence l'intérêt du « bafflage » d'un haut-parleur. Ce dernier est constitué d'une membrane mise en mouvement par une bobine, dite mobile, parcourue par un signal audio et placée dans le champ magnétique généré par un aimant.

Lorsque le haut-parleur reçoit une onde électrique, sa membrane se déplace, elle pousse l'air vers son avant et l'aspire vers son arrière. Ces deux ondes, en opposition de phase, vont donc avoir tendance à s'annuler ; lorsque vous mettez vos mains en place, vous rendez plus difficile le mélange et l'onde arrière a une distance plus grande à parcourir pour venir perturber celle émise à l'avant. Le rôle du baffle est précisément de séparer les ondes avant et arrière et, si possible, d'exploiter cette dernière pour qu'elle s'ajoute à l'onde avant. Comme le haut-parleur doit être utilisé dans un salon, le volume de la boîte naîtra d'un compromis entre la taille et la réponse en fréquence souhaitée. Les recherches visent à assurer la meilleure réponse dans le grave pour le plus petit volume possible.

Enceinte close ou à suspension acoustique

La figure 1 montre la structure d'une enceinte close. On ne cherche pas ici à éliminer l'onde arrière, on utilise l'élasticité de l'air pour modifier la compliance du haut-parleur, d'où son autre nom d'enceinte à suspension acoustique. Cette enceinte s'adapte parfaitement à des haut-parleurs disposant d'une structure magnétique modeste mais avec une longue excursion. On utilise ici des haut-parleurs ayant une fréquence de résonance relativement basse, la suspension acoustique remontant cette dernière.

Ces enceintes ont une pente de coupure dans le grave de 12 dB/octave leur donnant un bon niveau apparent de grave, leur efficacité est relativement faible, par rapport bien sûr à son concurrent le bass-reflex. La suspension acoustique limite le débattement de la membrane au-dessous de la fréquence d'accord, aucun filtrage passe-haut n'est donc nécessaire.

Ce type d'enceintes acoustiques a eu son heure de gloire dans les années 60 chez AR puis KLH et Advent...

Enceinte bass-reflex

L'enceinte bass-reflex, figure 2, se distingue de l'enceinte close par une ouverture sur l'extérieur, ouverture qui ira de la simple découpe au tunnel. L'enceinte bass-reflex se comporte comme un filtre passe-haut du quatrième ordre, à 24 dB/octave. L'évent rayonne de l'énergie, il réduit aussi l'amplitude du déplacement au voisinage de la fréquence de résonance de l'enceinte mais, au-dessous de sa fréquence d'accord, rien ne s'oppose au débattement de la membrane, il faudra donc lui éviter les fréquences trop basses en utilisant un filtre passe-haut. Sa fréquence d'accord est inférieure à celle de l'enceinte close utilisant le même haut-parleur. Cette enceinte permet de gagner jusqu'à 4 dB de rendement dans le grave et une octave pour un même volume d'enceinte, mais la pente de 24 dB/octave réduit rapidement le niveau des fréquences les plus basses. Cette enceinte nécessite une réalisation parfaite et est relativement sensible aux écarts d'alignement des accords.

Par ailleurs, l'évent joue un rôle parasite de filtre en peigne et rayonne des signaux

indésirables qui doivent être filtrés. Ce type d'enceinte est incontestablement le plus répandu, que ce soit dans le domaine professionnel ou grand public. Les esthéticiens se plaisent à lui donner des formes arrondies, très décoratives, notamment lorsqu'elles sont associées à des minichaînes.

Enceinte à radiateur passif

L'enceinte à radiateur passif est une version de la bass-reflex dont l'évent est remplacé par une membrane lourde suspendue (fig. 3). Imaginée et brevetée en 1935 par Harry Olson, elle fut assez répandue dans les années 70 par ESS ou Celestion, la Ditton 66 utilisait ce principe. Aujourd'hui, Technics et Panasonic l'utilisent aussi bien en HiFi que dans des radiocassettes... L'enceinte à radiateur passif bien conçue peut être supérieure à une bass-reflex, la surface (rayonnante) du radiateur étant facilement supérieure à celle de l'évent qu'il remplace. Les bruits d'air dans l'évent sont éliminés, ainsi que le rayonnement par l'évent de sons indésirables. Ils sont intéressants pour les enceintes de petite taille qui auraient besoin d'évents plus grands que l'enceinte... Ses inconvénients sont : un prix plus élevé et une fréquence de coupure plus haute que celle du bass-reflex.

Enceinte à ligne de transmission

La figure 4 montre ce que peut être une enceinte à ligne de transmission.

Nous avons ici une configuration de type colonne, mais le tuyau acoustique, la ligne, peut être constituée de diverses parois le repliant en labyrinthe.

L'intérieur est rempli d'un matériau amortissant, de densité choisie. La ligne de transmission est censée inverser la phase à son extrémité pour que les ondes s'additionnent ; par ailleurs, on doit assurer un amortissement interne.

Ces enceintes sont très délicates à mettre au point et donnent un grave généralement caverneux.

L'accord à la longueur se fait à l'oreille et à l'impédance : on recherche l'accord correspondant à la courbe d'impédance la plus plate possible avec une bonne musicalité. Une section croissante, de l'intérieur vers l'extérieur, améliore le couplage avec l'air ambiant.

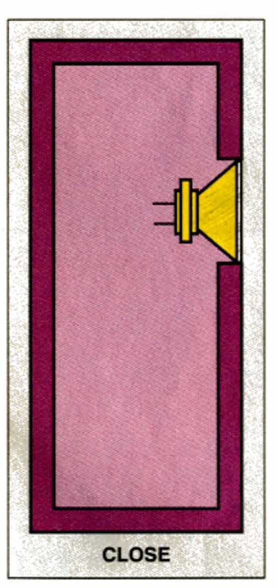


Fig. 1.

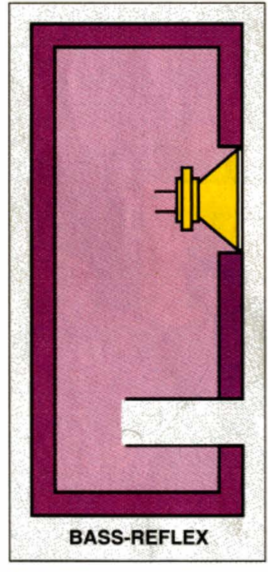


Fig. 2.

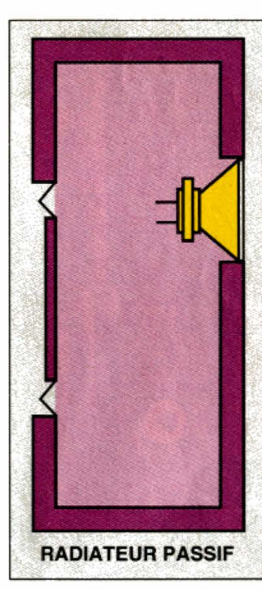


Fig. 3.

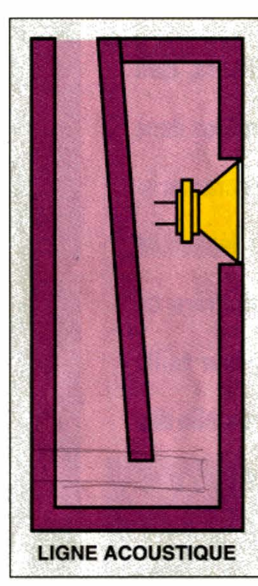


Fig. 4.

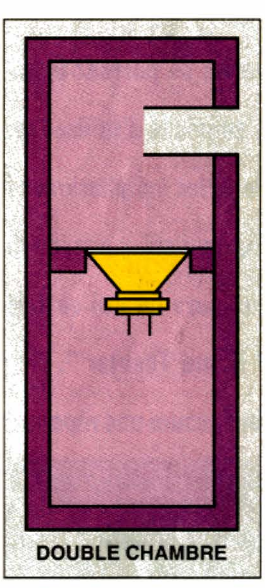


Fig. 5.

Enceinte à double chambre

Cette enceinte, représentée figure 5, débouche sur l'extérieur par un évent pouvant aussi être remplacé par un radiateur passif (voir plus haut). Ici, la charge arrière du HP est close, celle de l'avant, une cavité. L'ensemble constitue un filtre passe-bande mais on récupère des modes propres qui passent dans l'évent, imposant de ce fait la présence d'un filtre passe-bas. Suivant l'accord réalisé par le choix du haut-parleur et la dimension des cavités, on obtient une bande passante étroite avec une grande efficacité ou une large bande mais une réduction de ce paramètre. Les célèbres enceintes 1303 d'Elipson utilisaient ce type de charge.

Diverses variantes du procédé ont été expérimentées, les deux chambres peuvent être reliées par un évent, on peut ajouter d'autres chambres ou encore remplacer les évents par des radiateurs passifs, une version particulière, APR (radiateur passif augmenté), utilisant ici deux membranes différentes couplées mécaniquement. Par ailleurs, plusieurs haut-parleurs peuvent travailler en même temps pour compliquer le tout. On rencontre ce type d'enceintes dans les caissons de basses miniaturisés des systèmes « triphoniques ».

Conclusions

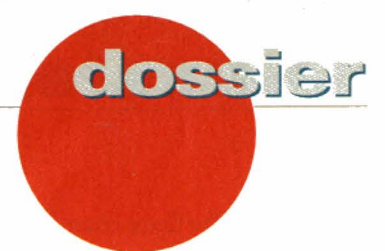
Si l'enceinte sert essentiellement à maîtriser le registre grave et le comportement du haut-parleur dans cette zone du spectre, elle supportera aussi les autres haut-parleurs, celui de médium pouvant bénéficier lui aussi d'un traitement de ce type. Ces modèles ne sont pas les seuls, en sonorisation, par exemple, où le rendement et la puissance jouent un rôle important, d'autres techniques : toboggan, pavillon, etc., sont associés à celles que nous venons d'évoquer, mais c'est une autre histoire... Beaucoup d'autres modèles, plus ou moins dérivés des précédents, ont aussi vu le jour, le temps d'une mode...

E. Lémery

Bibliographie

– *The Loudspeaker Design Cookbook,* by Vance Dickason.

– *Loudspeaker and Headphone Handbook,* by John Borwick.



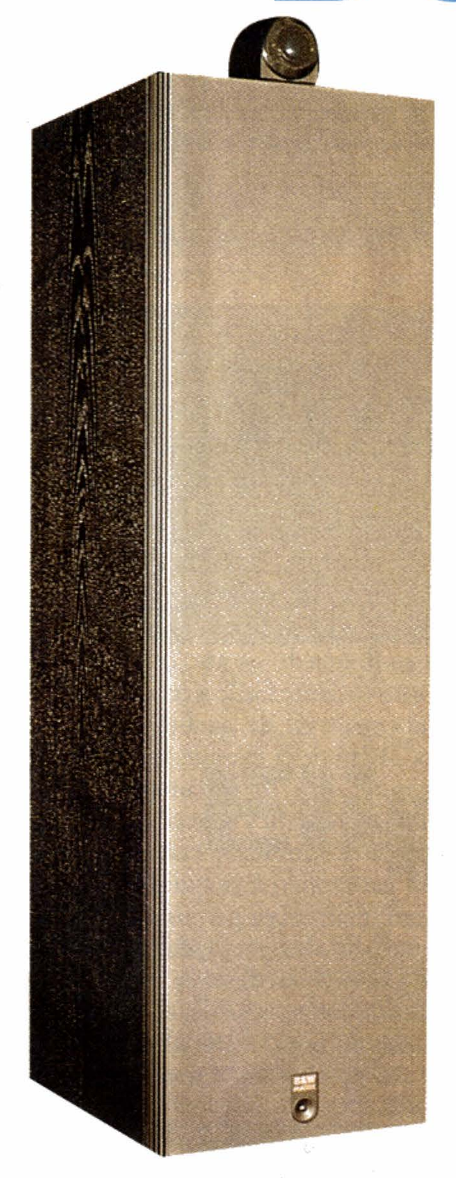
7 enceintes acoustiques au banc d'essai

Malgré la pression croissante des systèmes de reproduction sonore à voies séparées, ceux que l'on range dans la catégorie « Home Theater » (cinéma chez soi), les grandes enceintes traditionnelles se portent bien. D'ailleurs, rien n'empêche d'utiliser ces dernières dans de telles installations : leurs caractéristiques d'efficacité, de fidélité dépassent toujours ce qui se fait en matière de " Home Theater ". De plus, leur taille leur assure une réponse telle qu'elle dispense l'amateur de l'acquisition d'un caisson de grave ; voire, si elles présentent une dispersion horizontale régulière, on peut se passer de voie centrale...

Et pour la bonne vieille stéréo, celle des mélomanes, rien ne vaut une paire d'enceintes conçues en ce sens.

- B et W 803 II : 9 900 F pièce.
- Elipson Futura : 10 000 F pièce.
- Jamo Classic 8 : 2 490 F pièce.
- JM Lab Véga : 12 900 F pièce.
- Cabasse Skiff : 6 950 F pièce.
- Infinity Kappa 7i : 7 990 F pièce.
- JBL L-80 : 8 490 F pièce.

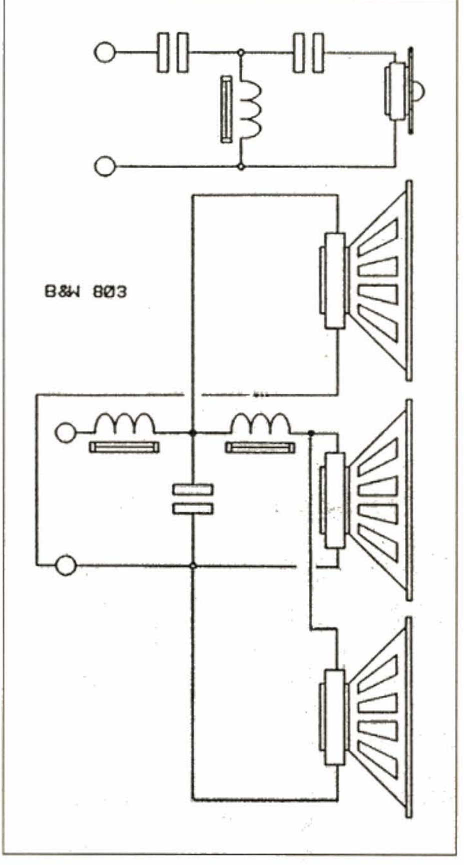
B et W 803 II



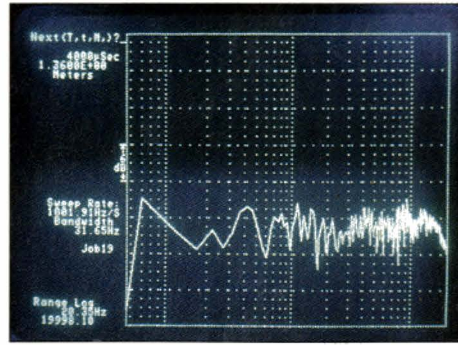
Seconde version d'un modèle à succès, la 803 II, se distingue de son aînée par l'adoption d'une unité de grave supplémentaire, se rapprochant ainsi de la célèbre 802 de la marque, tout en gardant l'équipement médium-aigu propre au modèle « Silver Signature ».

Cette modification se ressent surtout en termes de puissance admissible, la 803 de première génération aurait pu être jugée un peu courte à cet endroit. S'agissant de la réponse grave, on gagne quelques hertz, la 803 II descendant à 32 Hz (– 6 dB) telle, et jusqu'à 23 Hz si l'on utilise le filtre actif (à insérer dans la boucle Tape Monitor de l'ampli) disponible en option. Ce filtre offre une réponse grave électro-acoustique du 6e ordre type Butterworth. Si l'on observe le filtre de cette 803 II, on s'aperçoit que, dans l'extrême grave, ce sont les trois haut-parleurs qui sont sollicités simultanément. Mais seuls les deux du bas (à membrane noire en Cobex) diffusent de l'énergie, le médium (à membrane jaune en Kevlar) ne possédant pas assez de volume de charge pour rayonner dans le grave.

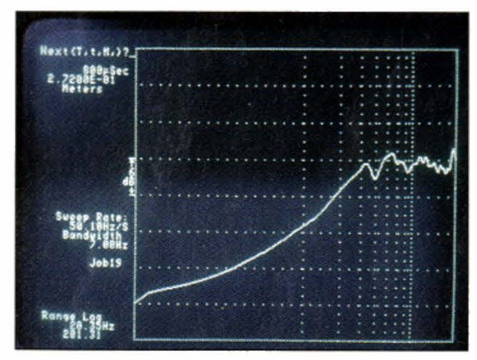
La structure Matrix est toujours utilisée



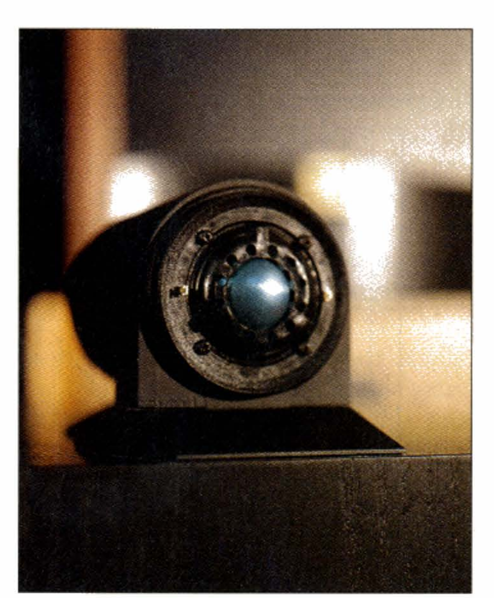
Un filtre original à 18 dB/oct pour l'aigu.



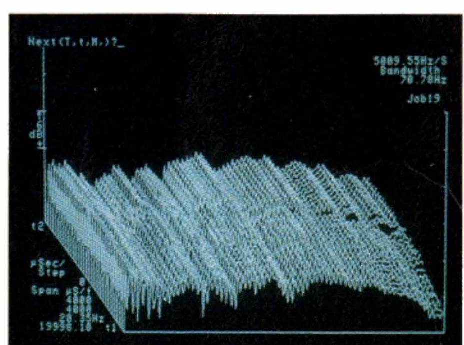
Réponse (20 Hz à 20 000 Hz).



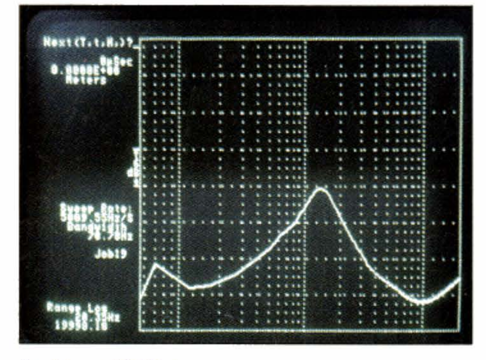
Réponse grave (20 Hz à 200Hz).



Un tweeter bien dégagé : bonne dispersion horizontale.



Dispersion horizontale (0 à 32°).



Impédance (4 Ω/div.).

sur cette enceinte : c'est un réseau régulier de panneaux à cellules ouvertes qui rigidifie l'enceinte. Les cellules sont larges pour la charge des deux graves, plus serrées pour la charge du médium. Ce dernier possède également un accord type bass-reflex, mais l'embouchure se trouve à l'arrière de l'enceinte. Le tweeter, qui surmonte l'ensemble, est toujours le même modèle, à diaphragme métallique et bobine baignant dans le ferrofluide. Le filtre constitue une curiosité pour le théoricien...

Nous savions que B et W menait des recherches pour en simplifier le dessin. Voilà qui est fait. Les bénéfices à l'écoute se font ressentir. Cette 803 II offre une des meilleures images stéréophoniques entendues à ce jour, tout en conservant la neutralité de mise qui en fait une enceinte universelle en regard de tous les styles de musique.

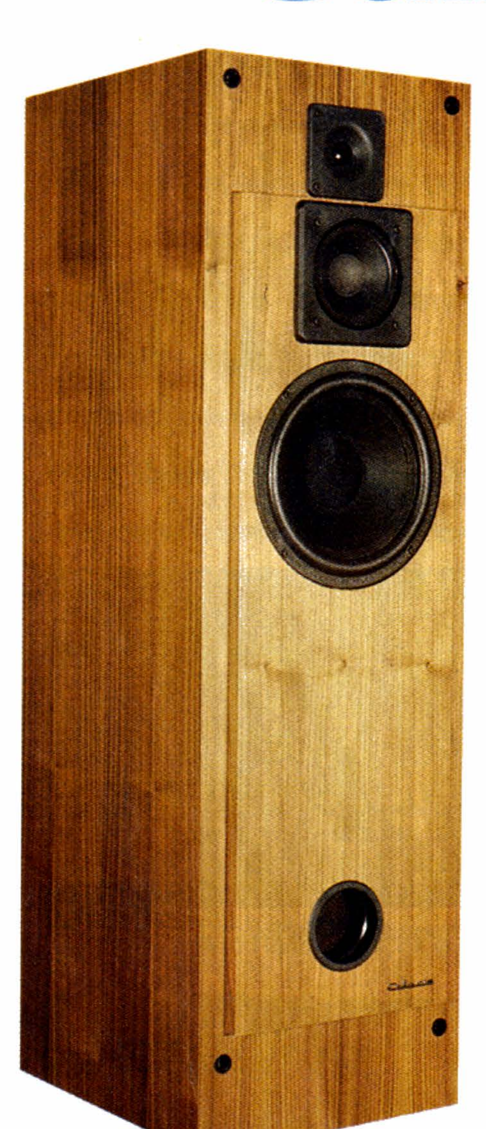
Les plus

- Conception de l'ébénisterie ● Finition
- Neutralité ● Dispersion horizontale.

Les moins

- Courbe d'impédance nécessitant un ampli stable et musclé.

Cabasse Skiff

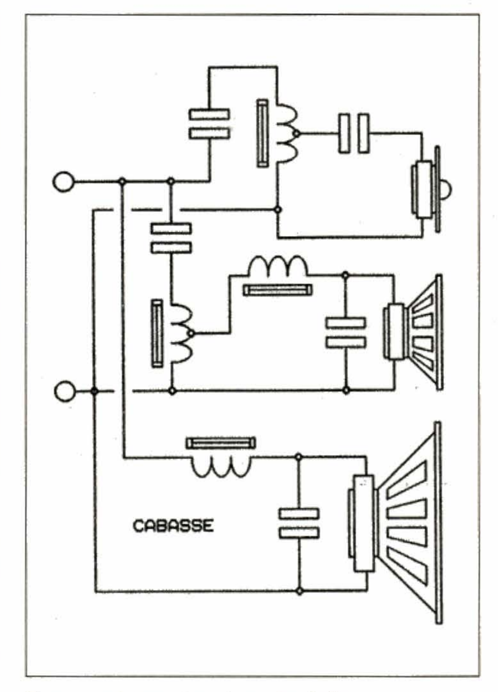


Le Skiff, considéré isolément, ne révèle que peu des intentions de son constructeur. En fait, c'est une famille électroacoustique, les colonnes de Cabasse, qui offre une vue synthétique et significative : la grande sœur Escadre, la petite sœur Chaloupe, la cadette Skiff constituent, à notre sens, la meilleure représentation d'un haut de gamme classique (exception faite de modèles à « Source à Cohérence Spatiale » de la marque). Point commun à tous ces modèles, une mise au point assistée par la comparaison avec l'enceinte MC001, référence en matière de dispersion spatiale, parce que seule source électroacoustique à trois voies coaxiales existant dans un laboratoire. L'influence de la méthode se constate sur le Skiff, par exemple : une colonne étroite (30 cm) supporte trois haut-parleurs regroupés au plus serré possible en haut de l'enceinte. Une configuration très favorable à l'obtention d'une image stéréophonique stable et profonde. L'axe d'écoute se situe à 80 cm du sol, c'est celui du haut-parleur médium. La conception du filtre fait que la position d'écoute peut se situer légèrement au-dessus de cet axe, ce qui fait du Skiff une enceinte facile à écouter.

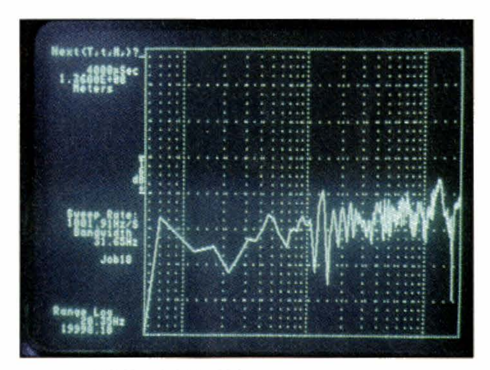
L'équipement est de qualité : le « nouveau » 21 cm de la marque, qui a permis d'inaugurer une ligne complète d'enceintes bass-reflex il y a deux ans. Le rendement de ce transducteur est inférieur de 1,5 dB par rapport à ce qui se faisait auparavant, mais cela a permis d'aller chercher un peu plus profondément en réponse grave. Le médium et l'aigu, d'une conception moins récente, sont atténués au niveau du filtre, mais de manière élégante : les bobines des sections passe-haut

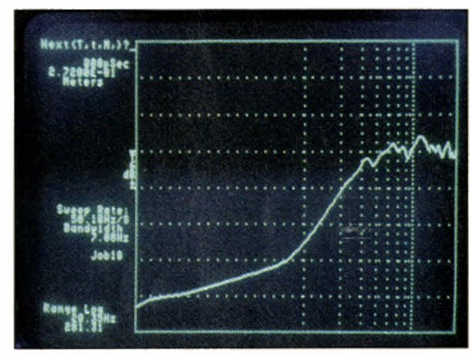


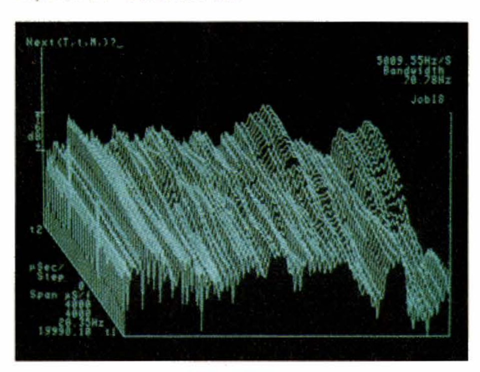
Le couple 12M15 – DOM2.

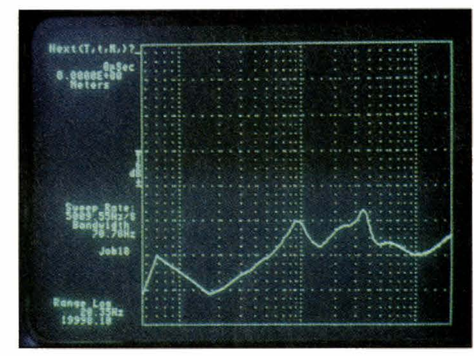


Remarquer les transformateurs dans le filtre.


Réponse (20 Hz à 20 000 Hz).


Réponse grave (20 Hz à 200Hz).


Dispersion horizontale (0 à 32°).


Impédance (4 Ω/div.).

du filtre sont utilisées ici en transformateurs. Cette solution permet un meilleur amortissement des mouvements des diaphragmes concernés. Et cela est très important, les haut-parleurs en question comprenant le médium, qui est censé donner toute son intelligibilité au message sonore. Pari tenu, puisque le Skiff est apparu à l'écoute comme l'enceinte la plus précise du groupe : CQFD.

Les plus

- Composants de qualité
- Ecoute analytique
- Dispersion verticale bien contrôlée.

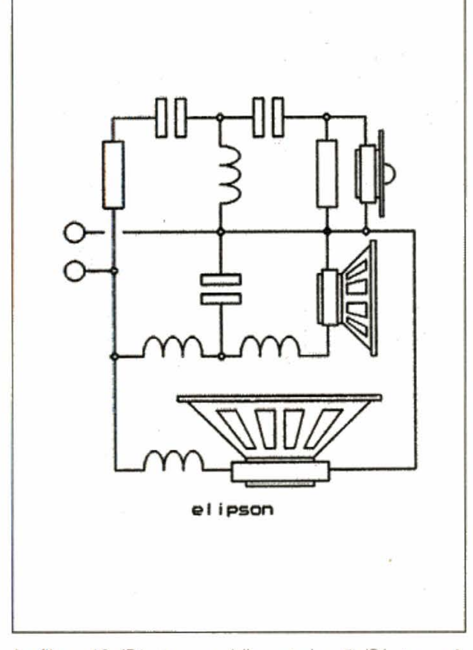
Les moins

- Présentation toujours trop classique (question de goût).

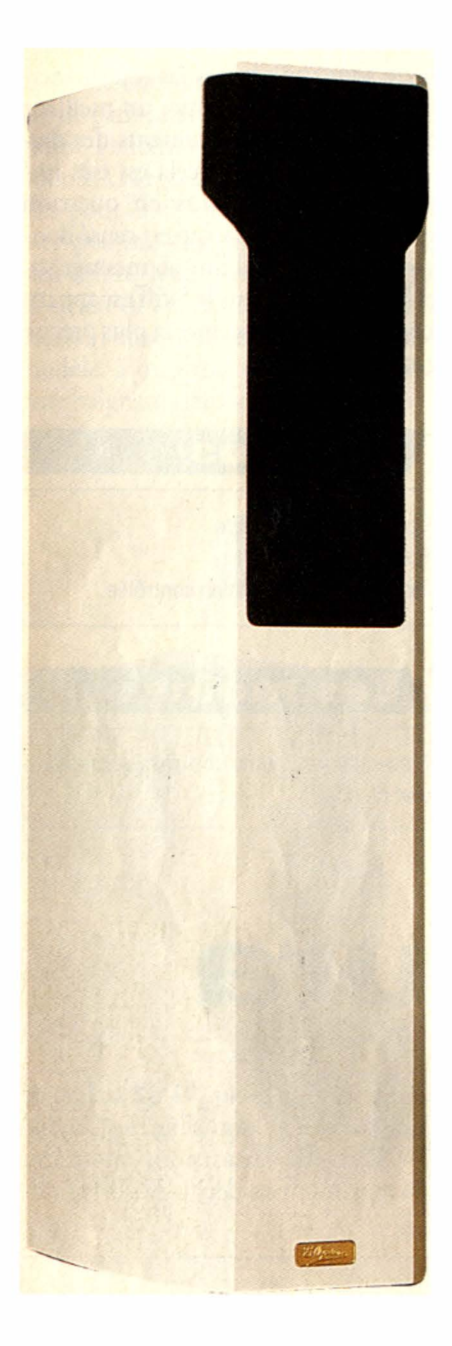
Elipson Futura

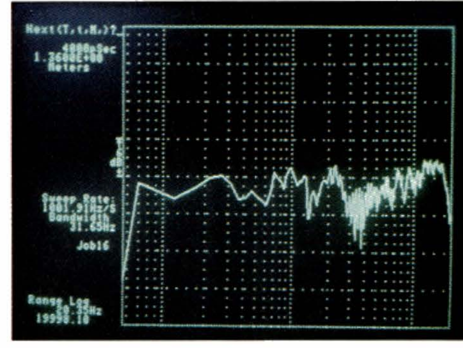
Pour ceux qui connaissent bien Elipson ou plus généralement l'histoire de la haute fidélité française, les lignes de la Futura évoquent l'incontournable modèle 1303 de la marque (toujours fabriquée, sur commande). Cette enceinte fut, il y a vingt ans, une référence chez les audiophiles de trente pays. On retrouve dans la Futura les grands principes de la 1303, mais, les haut-parleurs ayant fait quelques progrès depuis (un peu et beaucoup à la fois), la conception « électrique » de la Futura est plus simple, surtout au niveau du filtre. En revanche, mécanique et acoustique ont été particulièrement soignés, les moyens de mesure de l'influence de la conception à cet endroit permettant une analyse beaucoup plus fine que celle d'il y a vingt ans.
Ainsi peut-on découvrir quelques détails, tels le montage du haut-parleur de grave sur un châssis flexible afin de ne pas transmettre de vibrations à la caisse (elle-même réalisée en matériaux de nature différente : résine polyester et médite). Le médium est chargé, quant à lui, par un triple résonateur acoustique, un procédé cher à la marque qui permet d'absorber l'onde arrière et de clarifier la restitution dans ce registre.
Cette « 1303 revisitée » tire quelques bénéfices de cette conception plus moderne : un rendement supérieur (91 dB au lieu de 89), une puissance admissible confortable (110 W) et des distorsions moindres (0,4 % maximum au-dessus de 40 Hz). Et


Equipement médium aigu.

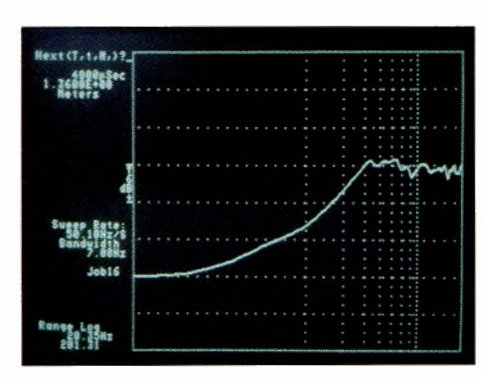


Le filtre : 18 dB/oct pour médium et aigu, 6 dB/oct pour le grave.

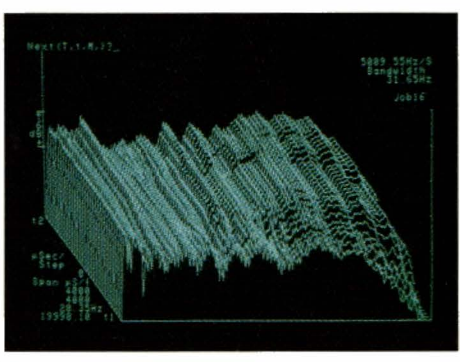




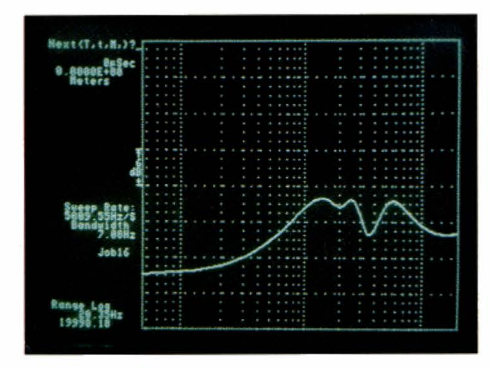
Réponse (20 Hz à 20 000 Hz).



Réponse grave (20 Hz à 200Hz).



Dispersion horizontale (0 à 32°).



Impédance (4 Ω/div.).

ce tout en gardant intactes les caractéristiques de réponse grave et de neutralité de l'original.
La hauteur de l'enceinte, la disposition rationnelle des haut-parleurs de médium et d'aigu ainsi que la conception du filtre permettent d'éviter les écueils habituels d'une directivité verticale sensible. La Futura s'écoute donc facilement. Côté dispersion horizontale, on est dans la bonne moyenne.

Les plus

- Esthétique réussie
- Réalisation moderne
- Neutralité
- Dispersion verticale
- Réponse grave. Ecoute générale.

Les moins

- Encore un peu de directivité horizontale.

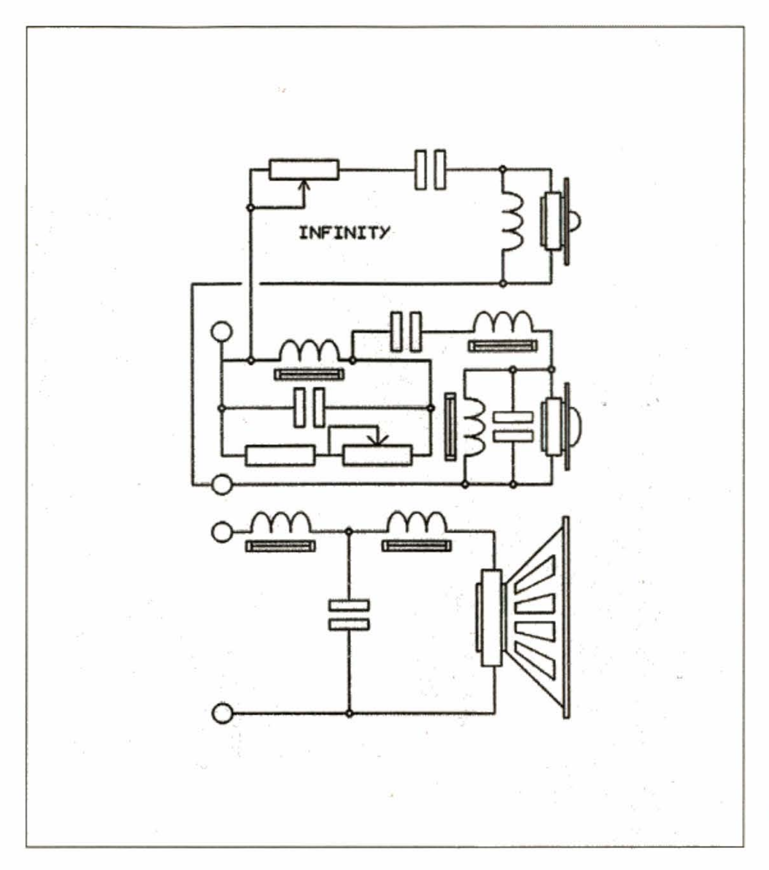
Infinity Kappa 7i

Ce modèle fait partie des Kappa International Series, un milieu de gamme plus abordable que la série Beta et susceptible de recueillir les suffrages des oreilles hors Etats-Unis, en Europe plus particulièrement. Le suffixe « i », certainement pour *« improved »* (amélioré) laisse penser à un dernier achèvement de cette Kappa 7. Cela concerne essentiellement le filtre et le haut-parleur médium.
Ce dernier bénéficie désormais d'une grille en alliage léger située sur sa face arrière. Conçue avec l'aide d'une CAO, elle permet un contrôle des ondes émises par l'arrière en amortissant une bonne partie de celles-ci. Le dôme émissif est constitué d'une matière dont la formule a été récemment étudiée, c'est un polyélastomère choisi pour cette application. L'épaisseur en est faible : 0,3 mm seulement. La suspension est réalisée dans la même pièce, ce qui garantit un couplage naturel avec le reste de la membrane.
C'est également un polyélastomère, mais plus fin, qui constitue la membrane plane du tweeter Emit-R. La partie arrière est métallisée tandis que l'avant reçoit la bobine mobile. Drôle de bobine ! Elle est plane elle aussi, en spirale. Une telle disposition implique nécessairement un champ magnétique radial et alterné selon le rayon pour animer le mouvement d'un tel diaphragme. Dans la pratique, ce sont plusieurs micro-aimants au néodyme qui assurent la configuration de champ requise. Une pièce moulée à plusieurs branches coiffe la membrane. Sa forme évoque plus une protection mécanique qu'un artifice visant à améliorer la dispersion spatiale.
S'agissant encore de protection, il faut savoir que ledit tweeter est protégé par un

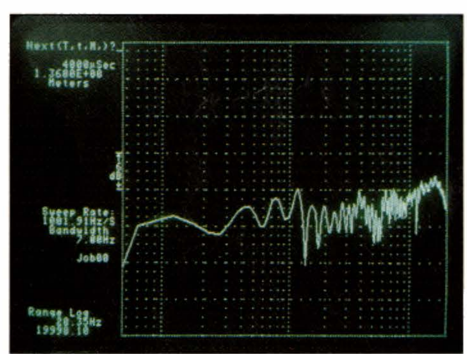




Les diaphragmes médium et aigu.



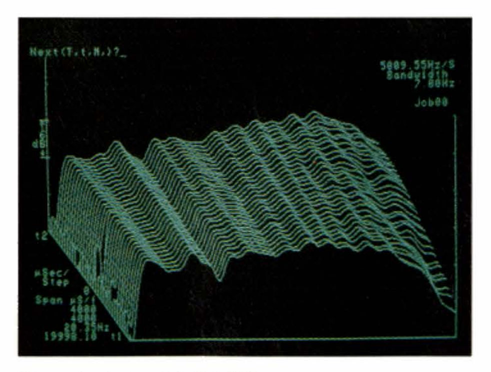
Un filtre complexe : 18 dB/oct pour le grave et le médium, 12 pour l'aigu, avec réglage de niveaux.



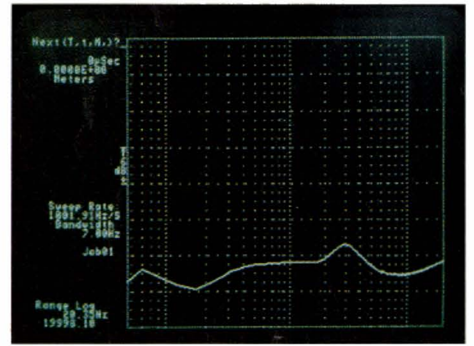
Réponse (20 Hz à 20 000 Hz).



Réponse grave (20 Hz à 200Hz).



Dispersion horizontale (0 à 32°).



Impédance (4 Ω/div.).

disjoncteur. Le filtre et l'ensemble de la réponse acoustique qui en découle ont été étudiés avec l'aide du logiciel et matériel MLSSA, un des plus puissants à ce jour. L'enceinte est câblée en interne avec du Monster Cable, référence en la matière. Que du bon.

Les plus

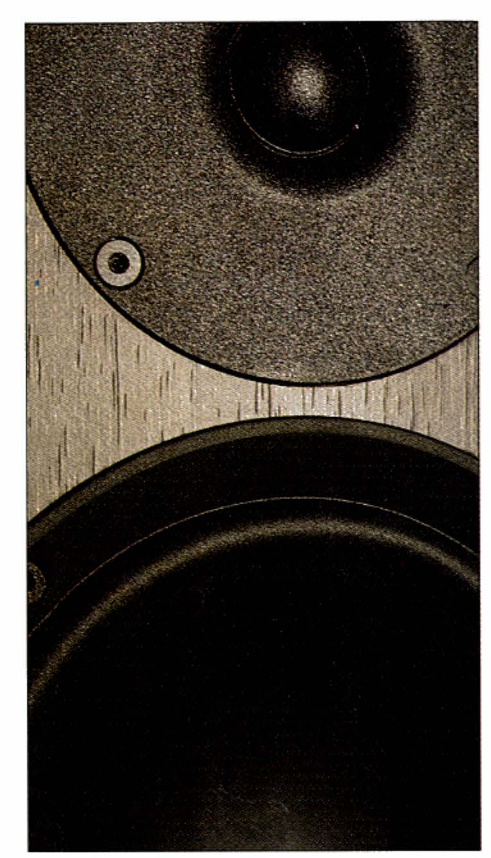
- Belle finition
- Techniques originales
- Réglages possibles
- Restitution très douce.

Les moins

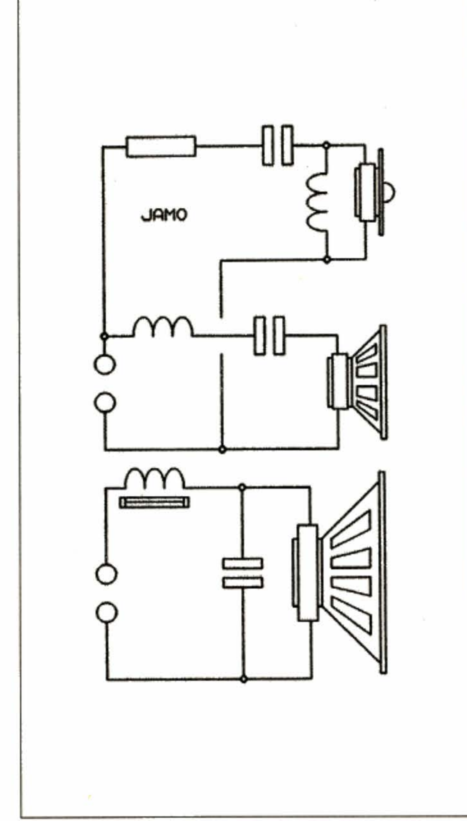
- Grave difficile à maîtriser (positionnement).

Jamo Classic 8





Une famille homogène.

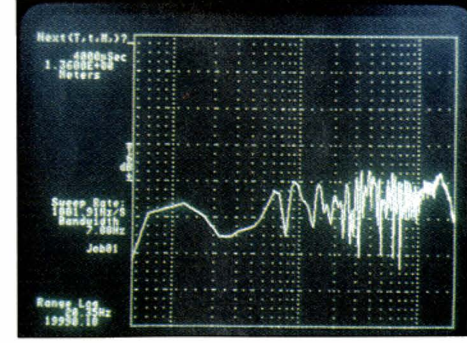


Un filtre simple (trop ?).

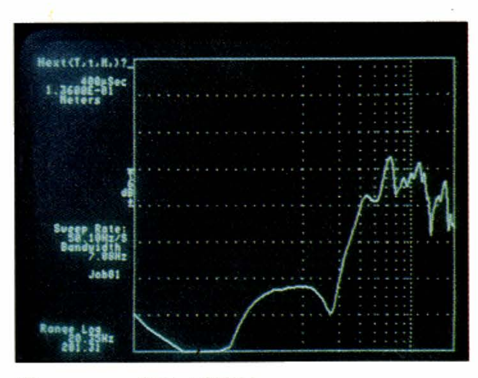
Vingt-cinq ans d'existence pour la marque ! L'histoire veut que l'un des fondateurs, bricoleur averti, ait assemblé un kit d'enceinte pour son ami comptable, l'autre fondateur, et qu'ils aient décidé, à l'issue de ce premier succès, de passer au stade industriel.

Vingt-cinq ans après, Jamo est le premier fabricant européen, son usine est certifiée ISO 9001...

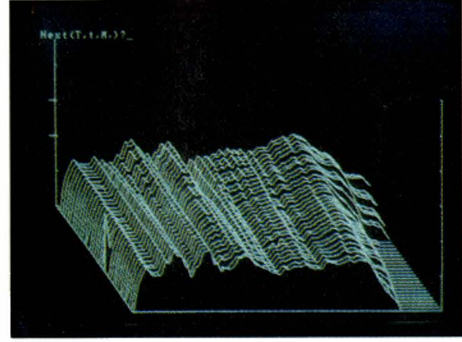
Le modèle choisi fait partie d'une nouvelle série nommée Classic, dont on a extrait l'extrémité supérieure, la Classic 8 ; bien que, pour des raisons d'homogénéité, la Jamo 707 eut mieux fait l'affaire, mais cette dernière est déjà connue du public.



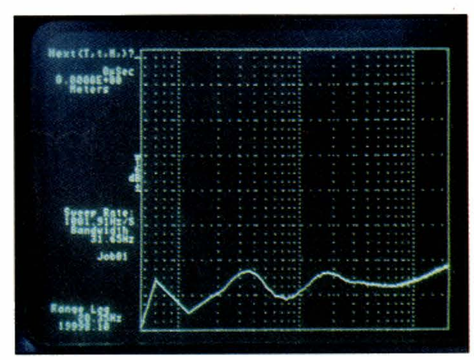
Réponse (20 Hz à 20 000 Hz).



Réponse grave (20 Hz à 200Hz).



Dispersion horizontale (0 à 32°).



Impédance (4 Ω/div.).

Conçue à partir de haut-parleurs Peerless, sur cahier des charges, donc avec certaines modifications pour Jamo, la Classic 8 forme avec l'alignement vertical de ses quatre sources un ensemble très cohérent, acoustiquement parlant.
C'est surtout au niveau de la face avant que certains détails de conception apparaissent. D'abord, le panneau supportant les haut-parleurs, conçu en CAO (modes vibratoires) comprend certaines pièces de rigidification et de fixation. De plus, la membrane des trois cônes (deux graves de 165 mm et un médium de 133 mm), la suspension externe et l'anneau sont réalisés dans une seule pièce. C'est donc une recherche de l'amortissement maximal qui a été menée à la conception de cette enceinte.
Le tweeter est un dôme ferrofluidé de 25 mm, avec amorce de pavillon.
Le médium présente un cache noyau inversé... De ces deux dernières constatations, on peut s'attendre à une dispersion horizontale assez réduite. Et si la Classic 8 est bel et bien une enceinte audiophile de par ses indéniables qualités de neutralité, elle s'affirme dans cette catégorie par le fait qu'elle impose à l'auditeur un emplacement d'écoute très précis.

Les plus

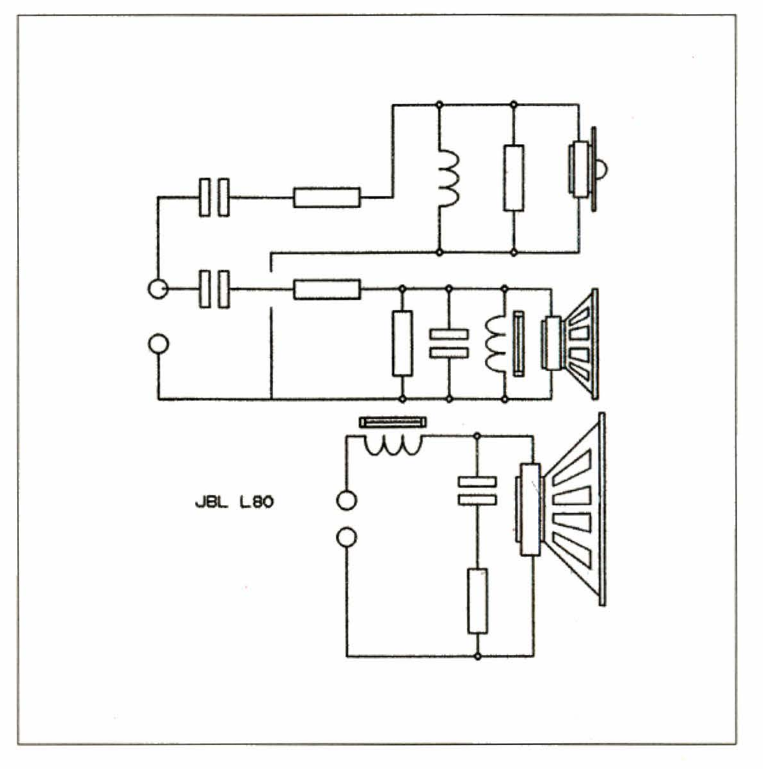
- Qualité de l'assemblage
- Qualité des composants
- Ecoute à haut niveau.

Les moins

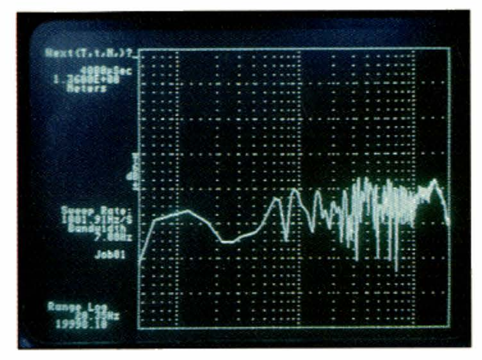
- Dispersion horizontale.

JBL L-80

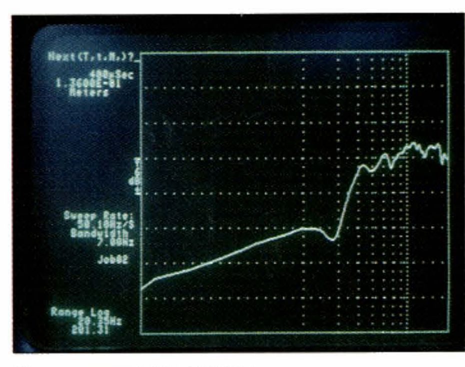
Pour nous, qui avons observé depuis plusieurs décennies (sept pour être exact) l'évolution des marques et des produits en électroacoustique, les vingt dernières années d'activité de JBL ont vu quelques mouvements dont les retombées industrielles et commerciales ne furent pas toujours appréciées. Une constante, toutefois, a survécu à l'évolution des gammes : la série L, qui n'a jamais démérité.
Il s'agit d'un ensemble d'enceintes assez proches des petits moniteurs de studio, dont seule l'esthétique les en différencie... les moniteurs en question, à peine plus coûteux, n'étant plus distribués dans le réseau grand public.
La L-80 (ou la L-100 de même hauteur mais un peu plus encombrante au sol) est aujourd'hui le meilleur témoin du savoir-faire de JBL, décliné sur un produit grand public. On retrouve donc le dessin caractéristique des HP pro de la marque, ainsi que quelques détails d'exécution propres à JBL : pièces polaires à géométrie optimisée, revêtement chrome, noyaux ventilés.
Le diaphragme du tweeter est fait d'une seule pièce, en titane, selon une méthode exclusive de formage. Son aspect évoque les membranes des moteurs à chambre de compression de la marque, encore une allusion – bien justifiée ici – au domaine professionnel.
En revanche, l'ébénisterie est dérivée des séries TI (grand public haut de gamme) : elle est en partie réalisée en sandwich,



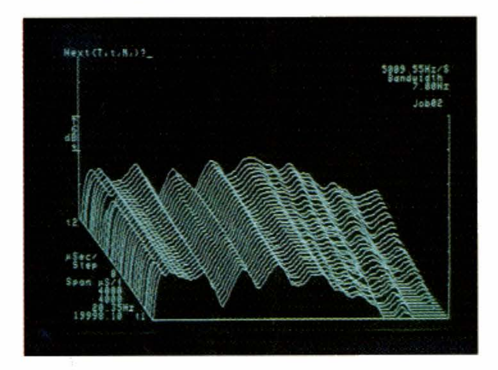
La conception du filtre (12dB sur toutes les voies) suggère une bonne homogénéité entre transducteurs.



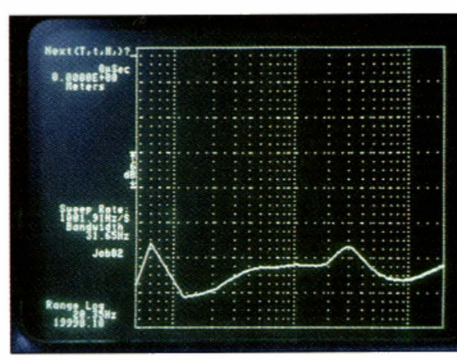
Réponse (20 Hz à 20 000 Hz).



Réponse grave (20 Hz à 200Hz).



Dispersion horizontale (0 à 32°).



Impédance (4 Ω/div.).

comprenant deux panneaux de médite séparés par une couche de matériau isolant visco-élastique, un peu comme ces nouvelles tôles dont on parle pour l'industrie automobile, supposées diminuer le bruit des autos. Le filtre est assez classique, à 12 dB par octave. Sa relative simplicité suggère que les haut-parleurs utilisés sont au point et se « marient » bien entre eux. La plus grande qualité de cette enceinte apparaîtra à l'écoute, où se forme une scène sonore profonde et stable. Une enceinte précise et très facile à écouter.

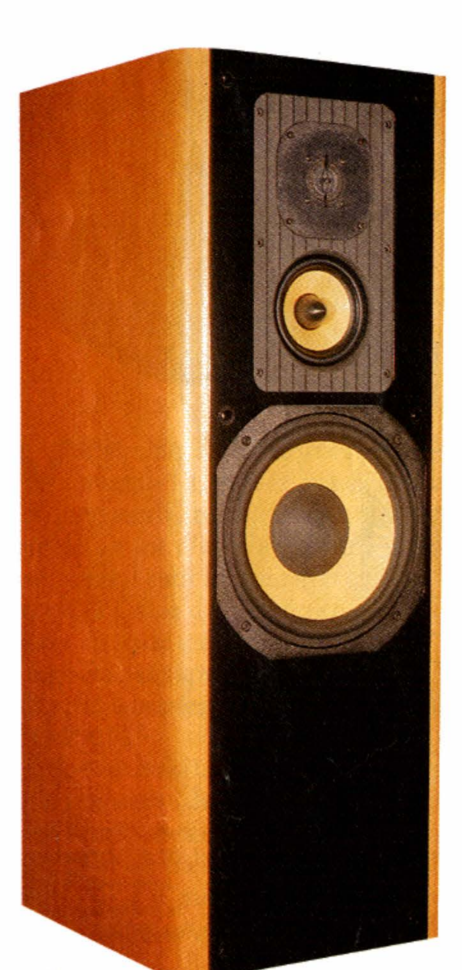
Les plus

- Qualité générale
- Ecoute précise
- Dispersion large
- Finition.

Les moins

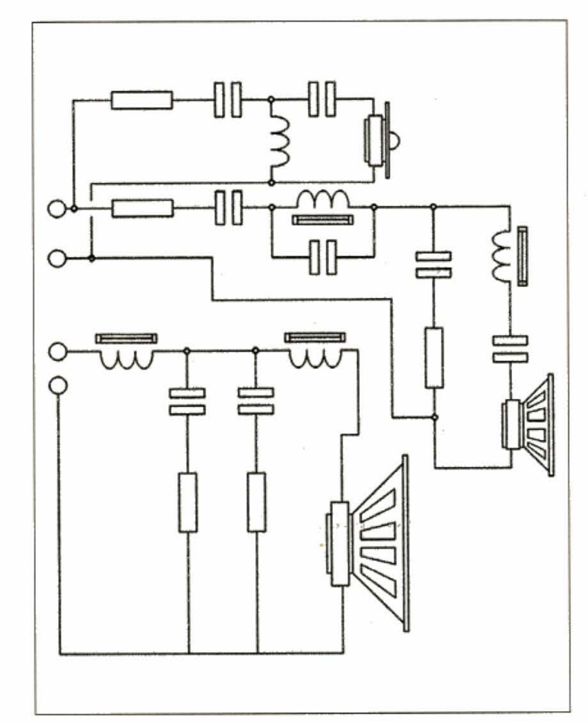
- Nécessite un local d'écoute un peu amorti.

JM Lab Vega

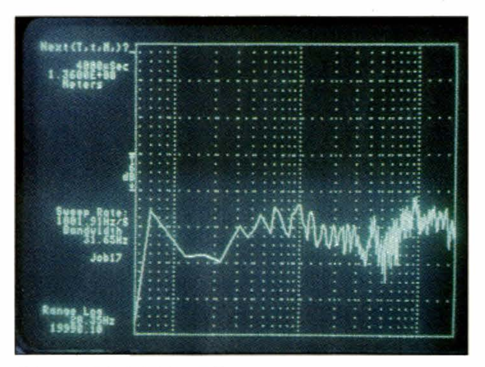


C'est la curiosité qui nous a poussé à choisir ce modèle de JM Lab. Cette Vega a été primée au Japon en tant que COTY *(Component of the Year)* par la presse spécialisée, l'an dernier, au Japon. Sachant l'esprit critique de nos confrères, tant sur le plan technique que musical et malgré quelques différences culturelles qui ne sont pas aussi aiguës que ce que l'on croit, surtout en matière de restitution sonore, nous avons voulu savoir le pourquoi de la chose.

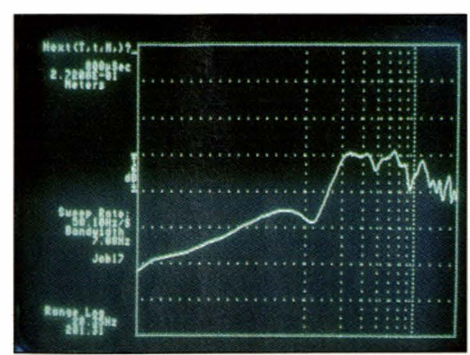
Vega, d'abord, est une somme de technologie. Les meilleurs membres de la famille des haut-parleurs Focal s'y retrouvent. Les lieux sont plutôt cossus : parois doubles pour l'enceinte (extérieur en anigré massif de 30 mm !), baffle anti-réflexion (en face avant), montage du médium et de l'aigu sur un support découplé. Côté matériaux, que du noble : polykevlar pour les cônes, titane et oxyde de titane pour le dôme inversé du tweeter. Ce dernier haut-parleur est un « Tioxyd » de la dernière génération, doté d'une nouvelle suspension mousse (à la place du Supronyl qui résonnait un peu) et surtout d'une



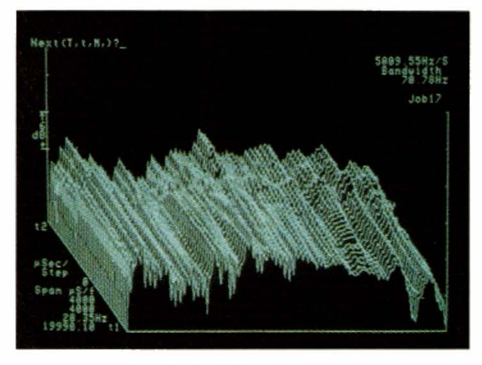
Beau filtre à 18 dB/oct sur toutes les voies.



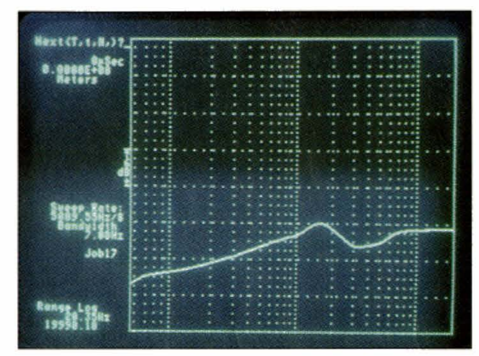
Réponse (20 Hz à 20 000 Hz).



Réponse grave (20 Hz à 200Hz).



Dispersion horizontale (0 à 32°).



Impédance (4 Ω/div.).

pièce de dispersion en alliage léger qui en fait le tweeter le moins directif du marché. Pas de compromis non plus pour le filtre. C'est un modèle à 18 dB/octave sur toutes les voies, nous l'avons vérifié ; l'exploit tient ici dans le fait que même la section « médium » est traitée à 18 dB/octave, ce qui n'est pas facile dans la pratique.

A l'instar de ce que l'on constate chez Elipson, la première fréquence de coupure, celle séparant les registres grave et médium, se situe assez bas : 200 Hz dans le cas de la Vega. Cette conception privilégie l'homogénéité spatiale de l'essentiel du message musical, dont la source prépondérante sera alors le médium, chargé de la restitution de quatre octaves... Un pari coûteux pour les composants du filtre et qui s'appuie sur les performances du haut-parleur médium. Pari gagné aux mesures ; à l'écoute aussi, Vega montrant des capacités manifestes à former une image stéréo bien remplie et profonde, même entre les enceintes.

Les plus

- Finition
- Conception générale
- Réponse grave
- Dispersion et image
- Ecoute en général.

Les moins

- Quelques colorations persistantes dans le médium.

Marque	B etW	Cabasse	Elipson	Infinity	Jamo	JBL	JM Lab
Type	803 II	Skiff	Futura	Kappa 7i	Classic 8	L-80	Vega
Principe	3 voies bass-reflex	3 voies bass-reflex	3 voies charges couplées	3 voies bass-reflex	3 voies bass-reflex	3 voies bass-reflex	3 voies bass-reflex
Efficacité (1)	91 dB	92 dB	91 dB	89 dB	90 dB	89 dB	92 dB
Puiss. maxi (2)	150 W	140 W	120 W	140 W	100 W	110 W	150 W
Niveau maxi (2)	111 dB	112 dB	110 dB	108 dB	110 dB	110 dB	112 dB
Impédance (3)	8 (8 Ω)	6 (8 Ω)	7 Ω (8 Ω)	6 (Ω) (4 Ω)	4 (Ω) (4 Ω)	5 Ω (4 Ω)	5 Ω (4 Ω)
Encombrement							
L (cm)	29	30	32	36	29	30	34
H (cm)	102	100	105	107	90	94	100
P (cm)	35	38	32	26	23	33	41
Finition	frêne noir (4)	noyer naturel	laqué blanc (5)	chêne naturel	frêne noir (6)	frêne noir	anigré + laque
Poids	27 kg	27 kg	30 kg env.	25 kg	15 kg	27 kg	46 kg
Equipement							
Grave	2 x 165 mm	210 mm	220 mm	250 mm	2 x 17 cm	20 cm	260 mm
Médium	165 mm	100 mm	130 mm	75 mm	135 mm	130 mm	136 mm
Aigu	25 mm	20 mm	20 mm	20 mm	25 mm	25 mm	25 mm

(1) Efficacité à tension fixée : 2,83 V. Distance : 1,50 m. (2) Avant compression par échauffement, donc en continu. (3) Au plus proche de la norme NF, soit 4 ou 8 Ω. (4) Noyer disponible. (5) Laque noire disponible. (6) Acajou disponible.

Pourquoi le numérique ? (1re partie)

De plus en plus, depuis l'introduction du compact disc audionumérique par Philips au début des années 80, le public se familiarise avec cette qualité sonore dite « digitale ». Une fraction croissante de l'auditoire en est demandeuse inconditionnelle, tant il est vrai que cette banalisation de la qualité sonore « studio » représente pour chacun une véritable révolution. Mais pourquoi cet engouement ? Pourquoi cet abandon de ce qui a fait la gloire de nos années passées, la fierté de nos aînés, la renommée d'illustres marques de HiFi passées, hélas ! depuis des années sous les fourches caudines du marketing et de la production délocalisée ?

Les remarquables résultats et l'extraordinaire stabilité offerts par le compact disc ne sont que la partie émergée de la puissance des traitements numériques et de la véritable révolution qu'ils constituent pour l'électronicien, avec, pour conséquence prévisible, à terme, la disparition de ce métier d'électronicien au profit de ceux de l'informatique. Nous allons voir à quelle sauce nous devrons être accommodés.

Cent ans en arrière... Il était une fois le signal analogique

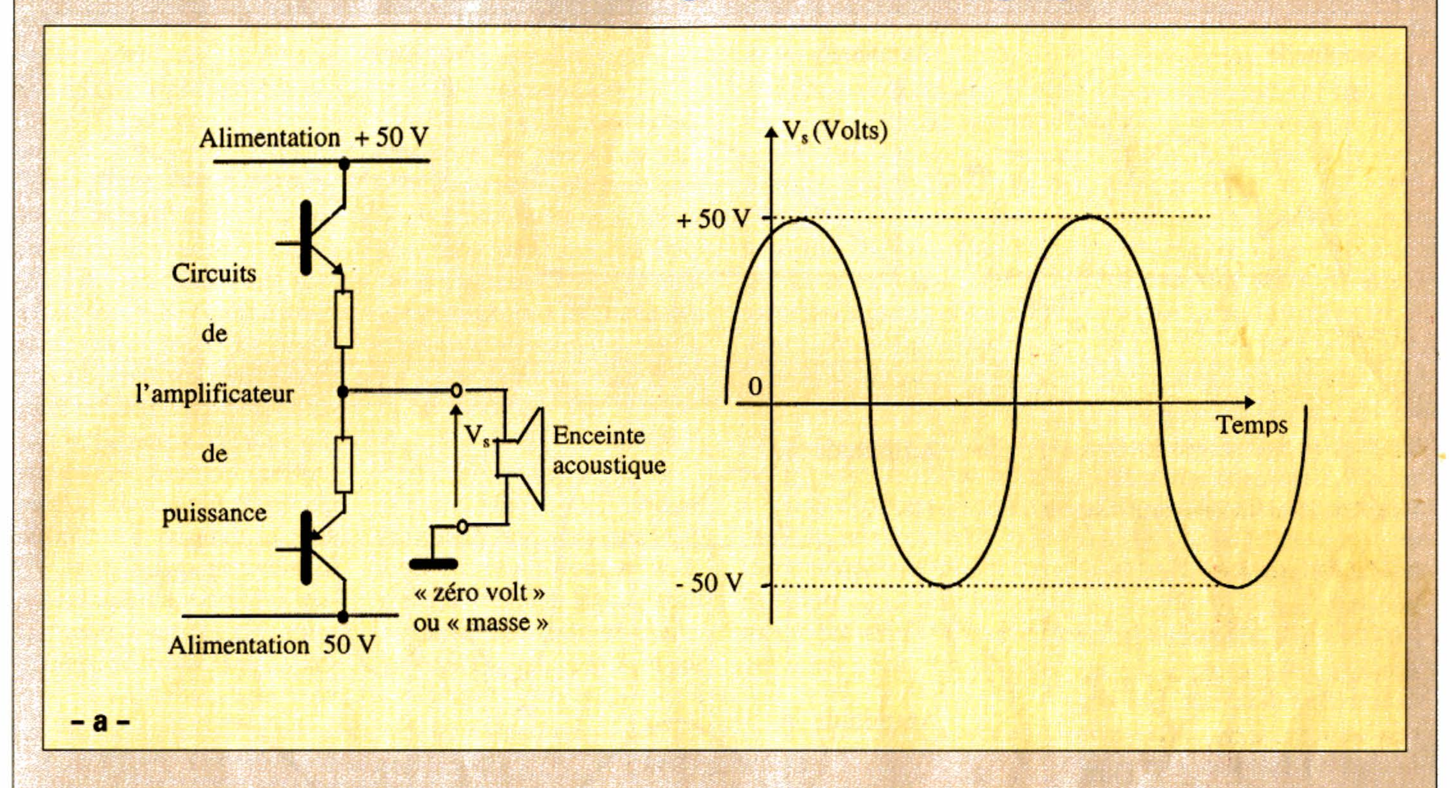
Il y a encore peu de temps, on ne disposait pas de tout l'arsenal actuel ; les circuits « logiques » étaient très gourmands en énergie, les microprocesseurs étaient curiosités de laboratoires, et les ordinateurs, lorsqu'on en disposait, étaient extraordinairement coûteux et difficiles à approcher. Aussi, la plupart de nos collègues ne manipulaient que des signaux dits « analogiques » (voir encadré 1), c'est-à-dire des tensions et des courants directement représentatifs des grandeurs considérées (luminosité d'un écran, pression acoustique, etc.) et susceptibles de prendre toutes les valeurs possibles entre deux valeurs déterminées (un mathématicien qualifierait ces signaux de « continus »).
On ne voit pas, *a priori*, de raison de chercher plus compliqué pour représenter les grandeurs physiques que l'électronicien était censé traiter, mesurer, traduire, amplifier, enregistrer, transmettre ou reproduire fidèlement, et pendant des décennies, on n'en a pas éprouvé la nécessité. Mais c'était compter sans le génie des inventeurs, l'opiniâtreté des industriels, l'ingéniosité des technologues et l'imagination des chercheurs. C'était sous-estimer la course sans fin au perfectionnisme, à la reproductibilité, à la fiabilité. Et, pour tout dire aussi, c'était ignorer les dures lois du progrès économique, entendez par là, du profit que les nouvelles techniques peuvent apporter aux industriels et à la société en général. En effet, les techniques analogiques souffrent d'un certain nombre de tares congénitales qui en font tantôt les qualités, mais souvent aussi les défauts.

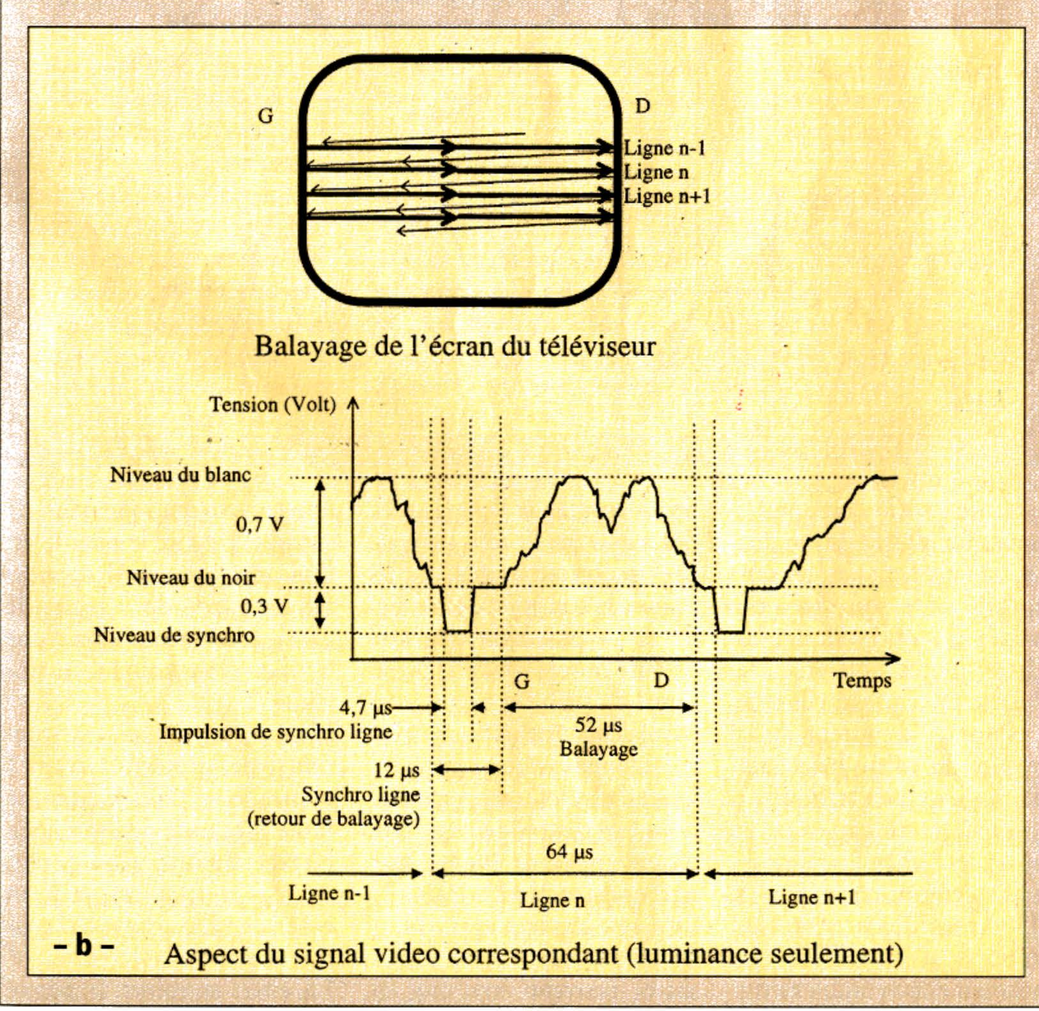
Grandeur et décadence de l'analogique

L'analogique a été historiquement présent en premier du fait de sa simplicité conceptuelle et de sa relative aisance de mise en œuvre. Dans les procédés analogiques, le signal ne perd jamais sa nature. Dans un système de téléphonie analogique avancé (c'est-à-dire avec des centaines de voix cheminant sur le même tronçon) il y a toujours, en n'importe quel point de la chaîne de transmission, une grandeur continue (une amplitude, une phase, une fréquence...) proportionnelle à la tension qu'a fourni le microphone d'origine.
L'un des avantages les plus évidents de ces techniques réside dans leur « finesse », c'est-à-dire dans leur capacité à traiter les plus infimes variations, les plus subtiles nuances, les plus sensibles mesures... D'où les excellents résultats que peut donner un système HiFi ana-

ENCADRE 1

Exemples de signaux analogiques





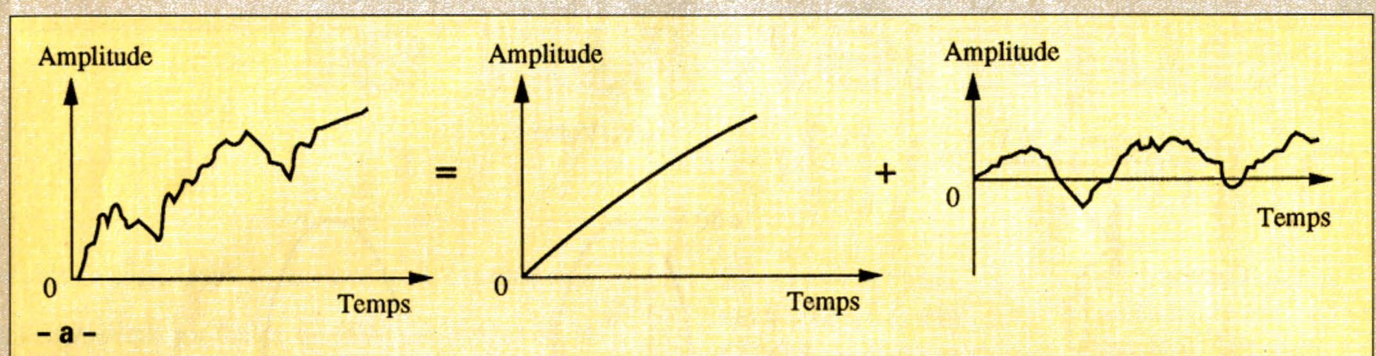
- a - La tension issue d'un amplificateur HiFi et appliquée à l'enceinte acoustique peut prendre toutes les valeurs comprises entre les tensions d'alimentation de l'ampli (souvent un peu moins, exceptionnellement, la tension peut sortir de ces limites).

Un amplificateur à transistors tel que celui que nous avons schématisé sur la figure ci-dessus fournira donc une tension analogique comprise entre – 50 V et + 50 V (disons au passage que la puissance de cet amplificateur ne pourra donc pas dépasser, en régime sinusoïdal, celle qui équivaut à 10 V crête à crête (soit 35 V efficaces) sur une résistance de 8 Ω, c'est-à-dire 150 W).

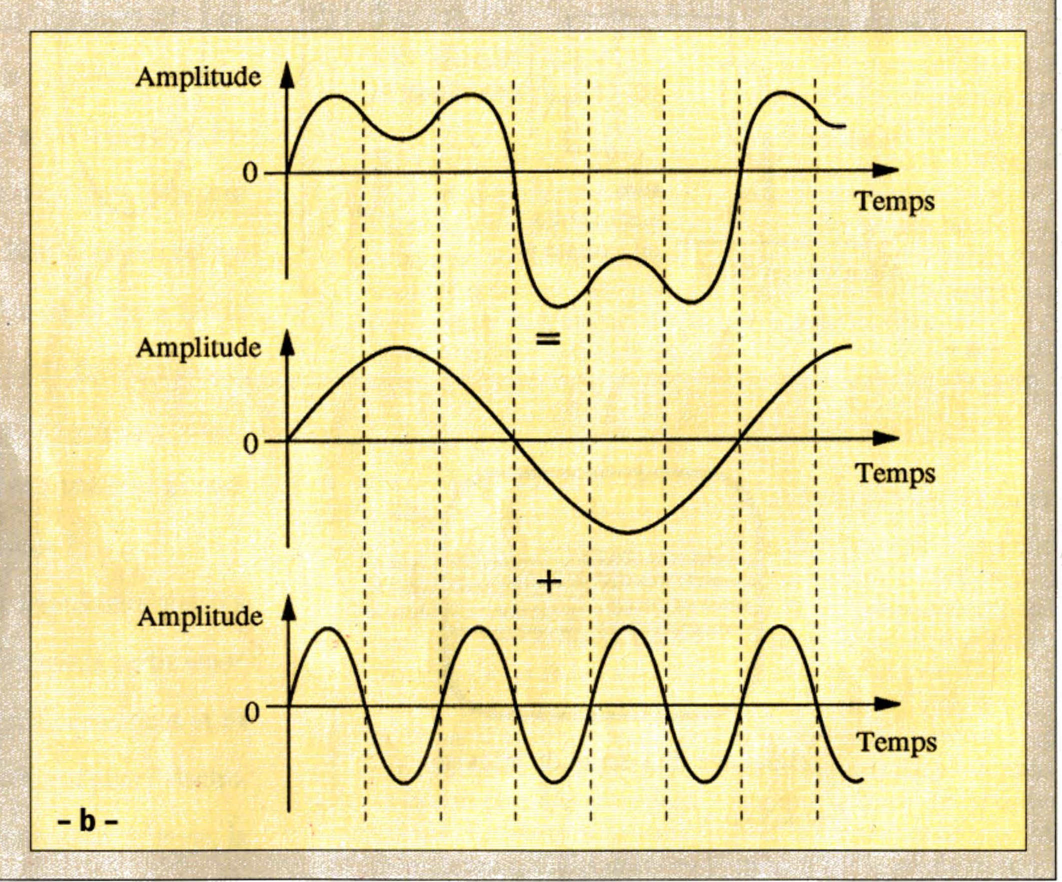
- b - Sur un signal vidéo « standard », le noir est représenté par un certain niveau de tension, le blanc maximal correspond à ce même niveau augmenté de 0,7 V, et toutes les valeurs de luminosité intermédiaire sont représentées de manière proportionnelle par toutes les valeurs de tension intermédiaires. On peut donc dire qu'un système vidéo analogique a « une infinité de niveaux de gris », et, pour les systèmes en couleurs, « une infinité de couleurs ».

ENCADRE 2

Perturbations, bruits et distorsions



– a – Le bruit est une déformation du signal qui se produit du fait de l'irrégularité du comportement des électrons. Un signal « bruité » peut donc être considéré comme la somme d'un signal parfait et de la composante erratique.
– b – De même, la distorsion, qui est une déformation du signal due aux imperfections des circuits, peut être considéré comme l'ajout d'une composante de distorsion à un signal d'origine fictivement parfait. Il est à noter que les composantes de distorsion ont une fréquence multiple de celle du signal d'origine, ce que permet de montrer l'analyse de Fourier dans le cas de signaux périodiques. Par définition, les parasites sont, eux, des phénomènes additifs mais d'origines externes. On peut donc généraliser en disant que tout traitement analogique du signal ajoute forcément quelque chose qu'il est quasiment impossible d'éliminer *a posteriori.*



logique bien au point (et cette précision a son importance, comme nous allons le voir plus loin).
Malheureusement, puisque le signal est représentatif de la grandeur traitée, il est évident que tout ce qui peut, d'une manière imprévue ou inopportune, s'ajouter au signal représente une détérioration de la grandeur traitée. Et Dieu sait s'il y en a, de telles perturbations ! Si l'on prend l'exemple du système courant le plus analogique qui soit : le poste de radio en ondes longues (en plus, c'est un peu rétro...) : n'a-t-on pas, en surimpression de son émission préférée, un concert de grands artistes invités ? En vrac : le tube fluorescent qui clignote au plafond, le moteur de la perceuse du voisin bricoleur, l'allumage un peu trafiqué de la mobylette du gamin de la voisine, les blablas un rien vulgaires du cibiste macho sans sa GTI de troisième main, les chuintements, sifflements, crachotements et hululements non identifiés, et j'en passe, et des meilleurs. Et sans la capacité du cerveau humain à distinguer le bon grain de l'ivraie, il n'est pas possible *a posteriori* de faire la séparation entre le signal d'origine et ce qui lui a été malencontreusement et involontairement superposé.
Certes, toutes ces perturbations extérieures peuvent être sérieusement atténuées par une construction adéquate : filtrages, découplages, blindages et protection de toutes sortes peuvent être mis en œuvre systématiquement de manière à éviter le pire. C'est l'une des premières mesures faisant partie des « règles de l'art » de la construction d'une bonne électronique analogique.
Mais même si une construction hyper-protégée parvient à mettre les circuits à l'abri de toute influence de l'extérieur, la recherche de signaux de plus en plus purs se heurte à un écueil de taille qui tient à la nature même de l'électricité.
En effet, examiner la pureté

d'un signal revient à le « regarder au microscope » pour apprécier la régularité de la courbe ainsi examinée. Or, plus on recherche finement dans le détail, et plus on met en évidence le phénomène suivant : l'électricité est constituée de grains, de particules élémentaires (les électrons), qui cheminent un par un de manière un peu anarchique. Elle n'est pas faite d'une substance continue comme un liquide par exemple. La conséquence est que le signal observé finement prend un aspect « rugueux », dû au comportement « individualiste » des électrons, et n'est donc pas parfaitement continu.
On peut réaliser fictivement l'opération consistant à décomposer ce signal « rugueux » en deux fractions : l'une, parfaitement « lisse », constituant le signal « idéal », l'autre représentant la « rugosité », et, d'une manière générale, tout ce qui fait la différence entre ce qu'est le signal et ce qu'il devrait être (voir encadré 2).
Cet élément qui s'ajoute est le « bruit », toujours présent dans les systèmes électroniques quels qu'ils soient, et d'autant plus important que les électrons s'agitent lorsque la température croît. Cet inévitable passager clandestin (voir encadré 3) est donc la limite théorique absolue des performances des systèmes électroniques analogiques.
D'autres limites, qu'il est possible de repousser assez loin, mais qui se répercutent intégralement sur le signal, sont constituées par diverses déformations et ajouts produits par les circuits électroniques et les dispositifs de traitement, transmission, enregistrement, restitution : non-linéarités, distorsions, intermodulations, dérives, etc.
Remarque : Nous avons pris dans nos exemples la température au sens commun comme valeur de T (T ≈ 300 K). Il est courant, lorsque le niveau de bruit effectif diffère de celui que donnerait la formule classique, d'introduire dans celle-ci une température fictive T_B, dite « température de bruit », à la place de la température réelle. C'est ainsi qu'on parle du « bruit de fond à 3 K de l'univers », qui est en fait un rayonnement galactique tel qu'une antenne qui ne capte que lui donne le même bruit qu'une résistance qui serait à cette température.

Conclusion

Nous venons de voir quelles sont les faiblesses des techniques analogiques, qui en font toute la difficulté de mise au point et qui ont fait, pendant des décennies, de l'électronique une spécialité pointue réservée à une élite expérimentée, dotée de « recettes » et de « tours de main » permettant, seuls, d'obtenir des performances correctes. La suite de cette saga nous montrera que l'électronique numérique permet de s'affranchir de ces méthodes et que, bien que fondamentalement imparfaite, elle permet des résultats dans une large mesure prédictibles par le calcul en éludant de nombreuses difficultés de la mise au point.

J.-P. Landragin

ENCADRE 3 :

Le bruit

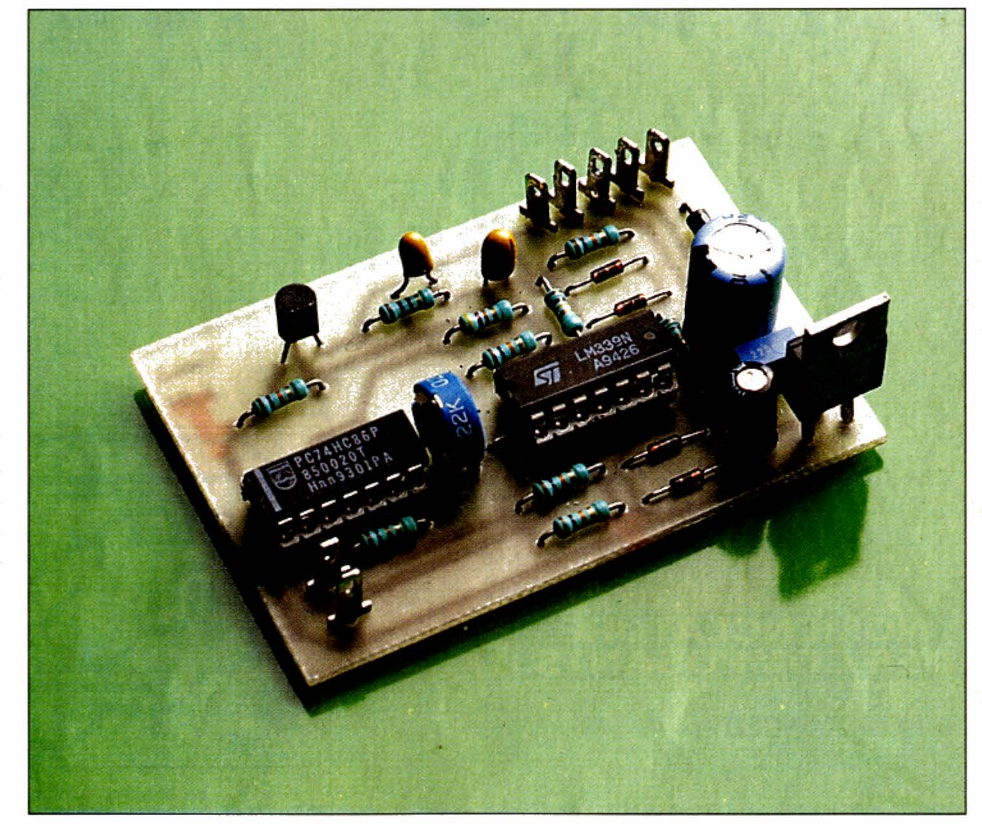
Le bruit est un phénomène inhérent à toute grandeur physique de nature corpusculaire, comme l'électricité. Il est dû au comportement individuel des particules (ici, les électrons) et à leur agitation désordonnée, liée à la température.
Le signal est constitué par le déplacement d'ensemble (c'est-à-dire la moyenne statistique), alors que le bruit est lié aux fluctuations autour de cette moyenne.
La puissance du bruit est donnée par la formule : $P_N = k\,T\,B$
où k est la constante de Boltzmann ($k = 1{,}38\ 10^{-23}$ J/K) ; T est la température absolue exprimée en Kelvin (telle que 0 °C correspond à environ, T = 273 K, et la température ambiante moyenne est fréquemment arrondie à 300 K) ; B est la bande de fréquences considérée, en hertz.
Avec les unités choisies, la puissance est exprimée en watt.
Prenons un exemple particulier pour nous faire une idée des ordres de grandeur : celui de l'entrée antenne 75 Ω d'un récepteur FM qui capte un signal de 1 mV dans la bande 88 – 108 MHz (soit B = 20 MHz).
La puissance du bruit est :
$P_N =$
$1{,}38\ 10^{-23} \times 20\ 10^{6} = 8{,}28\ 10^{-14}$ W.
Si le circuit d'entrée du récepteur est correctement adapté, la puissance du signal est : $PS = e^2/Z$, où e est l'amplitude de la tension du signal (1 mV), Z est l'impédance d'entrée (75 Ω).
On a donc :
$P_S = 10^{-6}/75 = 0{,}0132$ µW.
On exprime généralement le résultat sous forme de rapport signal sur bruit, plus représentatif de la gêne provoquée par le bruit, et on l'exprime en décibels :
$SNR_{(dB)} = 10 \log P_S/P_N$.
On trouve ici :
$SNR_{(dB)} = 10 \log 13{,}2\ 10^{-12}/8{,}28\ 10^{-14}$ = 22 dB.
La modestie de ce chiffre appelle un commentaire. En effet, un rapport signal sur bruit de 22 dB dans la bande audio serait inacceptable. Cette valeur de signal sur bruit est celle que l'on trouve à l'antenne.
Les filtres du récepteur séparent le signal en restreignant la bande de fréquence effectivement traitée à environ 200 kHz (ce qui correspond à une amélioration d'un facteur 100, soit 20 dB de mieux). Toutefois, les étages d'amplification du récepteur dégradent cette valeur en ajoutant un bruit propre qui détériore le rapport signal sur bruit dans une proportion connue sous le terme de « facteur de bruit » (souvent exprimé en décibels). Mais les performances du démodulateur et diverses mesures complémentaires intégrées dans le récepteur, telles que la désaccentuation, permettent d'obtenir, dans ces conditions de réception, un rapport signal sur bruit audio d'environ 60 dB... mais au prix de quelles subtilités de mise en œuvre !
Les questions de bruit sont souvent critiques en réception du fait de la faiblesse des niveaux traités (souvent de l'ordre du microvolt), et c'est le bruit en pratique qui constitue la limite de portée d'une liaison radio au moment où il devient impossible d'en extraire un signal exploitable. Qu'on pense à la petitesse des signaux reçus d'une sonde interplanétaire afin de se persuader de l'ampleur du problème (le signal reçu varie comme l'inverse du carré de la distance).
Mais, en audio, où les exigences sont d'un niveau particulièrement élevé, les problèmes se posent en des termes tout aussi délicats. Par exemple, si une tête de lecture de magnétophone analogique d'une impédance de 200 Ω fournit un signal de 0,1 mV dans la bande 20 Hz-20 kHz, le rapport signal/bruit est égal à :
$SNR_{(dB)} = 10 \log e^2/Z/kTB = 10 \log 0{,}01\ 10^{-6}/200 \times 1{,}38\ 10^{-23} \times 300 \times 20\ 10^{3} = 57{,}8$ dB.
Même si ce chiffre peut être amélioré légèrement par quelques subtilités propres à la technologie des enregistreurs analogiques (préaccentuation, etc.), il n'est pas glorieux du tout et, en tout cas, il est hors de proportion avec les 95 à 100 dB qu'autorise l'enregistrement numérique.



Adaptateur phasemètre pour multimètre

A quoi ça sert ?

Même si les multimètres récents disposent de possibilités toujours plus nombreuses, la mesure de déphasage ne fait pas partie des fonctions habituellement rencontrées. Nous vous proposons de réaliser un adaptateur, à placer devant tout multimètre numérique ou à aiguille, capable d'indiquer directement en degrés la différence de phase entre deux signaux. Afin de garder à notre montage son caractère simple et peu coûteux, il n'admet en entrée que des signaux d'amplitude comprise entre 1 et 50 V efficaces et de fréquence comprise entre 20 Hz et 1 000 Hz. Cela permet déjà, vous en conviendrez, de très nombreuses expérimentations.



Comment ça marche ?

Le schéma

Le système utilisé est relativement simple. Les signaux appliqués aux deux entrées A et B sont transformés en signaux rectangulaires grâce aux deux comparateurs IC_{2a} et IC_{2b}.

Les sorties de ces comparateurs arrivent alors sur une porte OU EXCLUSIF (en fait, deux portes en parallèle IC_{1c} et IC_{1d} pour disposer de plus de courant, mais cela ne change rien au principe) et l'on dispose donc en sortie de cette dernière d'un signal rectangulaire dont le rapport cyclique est directement proportionnel à la différence de phase entre les signaux.

Ce signal est ensuite moyenné grâce aux résistances R_6 et R_7, P_1 et C_1 et, après adaptation de niveau grâce à UC_{2c} et à T_1, il dispose d'une amplitude suffisante pour être appliqué au voltmètre qui fait suite. Compte tenu de la valeur des éléments et de la possibilité de réglage permise par P_1, on peut ajuster le montage pour qu'il délivre une tension de sortie de 10 mV par degré, soit un affichage de 1,8 V pour un déphasage de 180°, autorisant ainsi une lecture directe.

L'alimentation est confiée à un régulateur intégré 5 V à trois pattes, ce qui permet de relier l'adaptateur à n'importe quel bloc secteur style prise de courant délivrant environ 9 V sous une centaine de milliampères. La diode D_1 protège l'adaptateur des éventuelles inversions de polarité.

La porte IC_{1b} et le strap R permettent de calibrer le montage en générant artificiellement une opposition de phase parfaite entre les signaux d'entrée.

La réalisation

Tous les composants prennent place sur le circuit imprimé dont le câblage ne présente aucune difficulté. Veillez seulement à bien utiliser pour IC_1 un 74HC86 à l'exclusion de tout autre 7486 de famille logique différente.

Le fonctionnement est immédiat dès la dernière soudure effectuée et le réglage est fort simple. Appliquez au montage le même signal sur ses deux entrées, signal choisi dans la plage de fonctionnement vue ci-avant, bien sûr. Mettez en place le



Adaptateur phasemètre pour multimètre

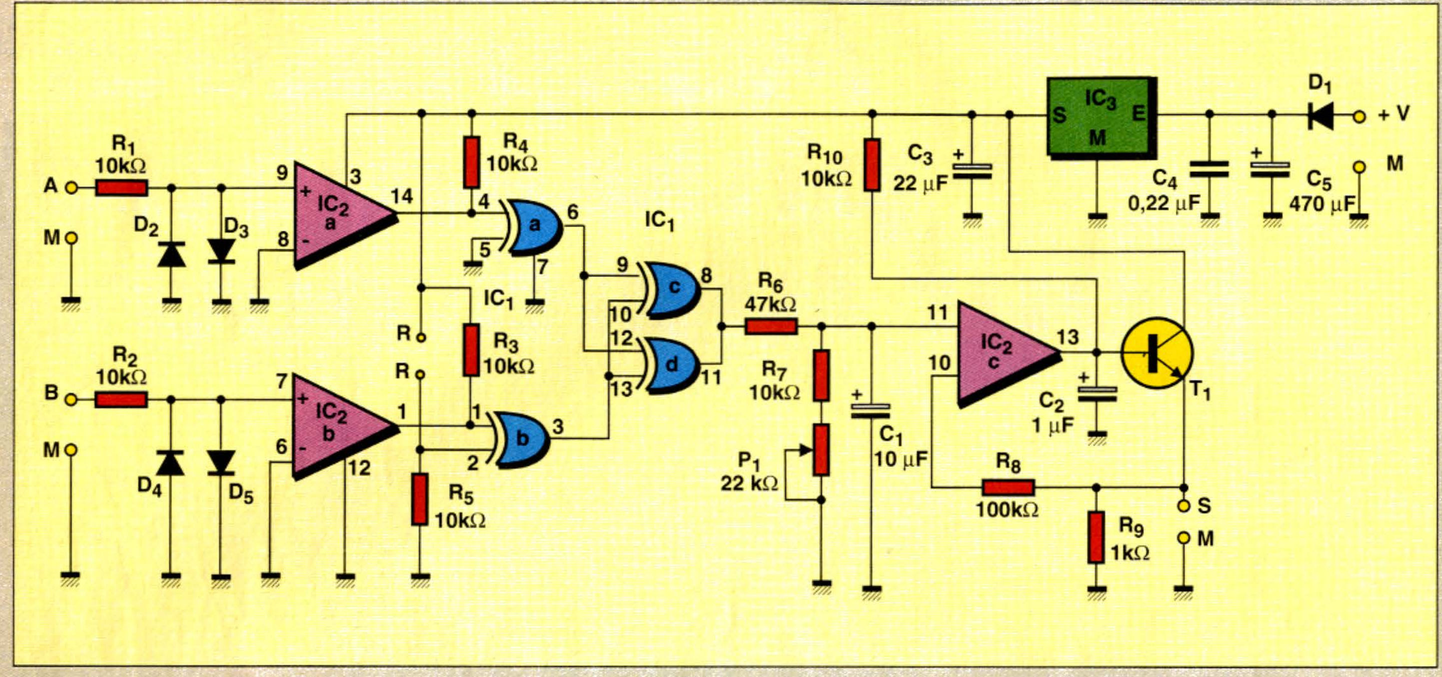


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

strap R et ajustez le potentiomètre P_1 jusqu'à lire 1,8 V sur le voltmètre connecté en sortie.

Vous pouvez alors retirer le strap et utiliser votre montage dont la calibration n'aura plus à être retouchée, sauf si vous changiez un composant suite à une panne par exemple.

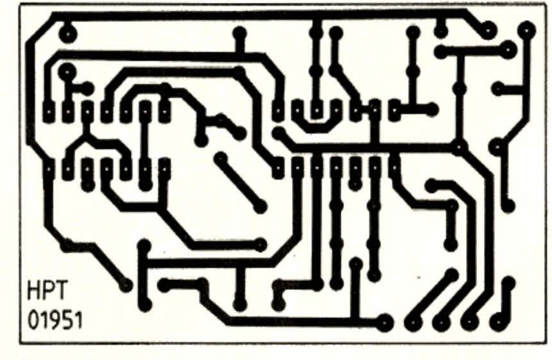
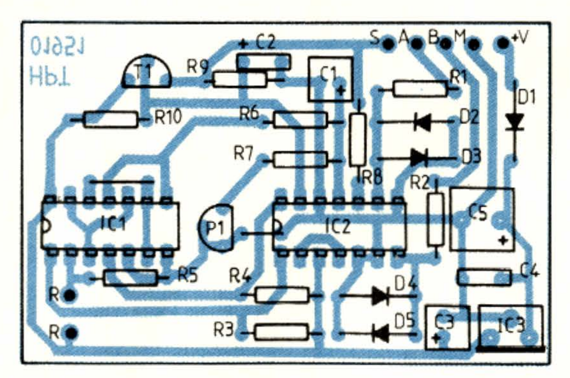


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.



1Fig. 3. – Implantation des composants.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

● RÉSISTANCES 1/4 W 5 %

- R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, R_7, R_{10} : 10 kΩ
- R_6 : 47 kΩ
- R_8 : 100 kΩ
- R_9 : 1 kΩ

● CONDENSATEURS

- C_1 : 10 µF/10 V tantale goutte
- C_2 : 1 µF/10 V tantale goutte
- C_3 : 22 µF/25 V chimique radial
- C_4 : 0,22 µF mylar
- C_5 : 470 µF/25 V chimique radial

● SEMI-CONDUCTEURS

- IC_1 : 74HC86
- IC_2 : LM339
- IC_3 : 7805
- T_1 : BC547, 548, 549
- D_1 : 1N4004
- D_2 à D_5 : 1N914 ou 1N4148

● DIVERS

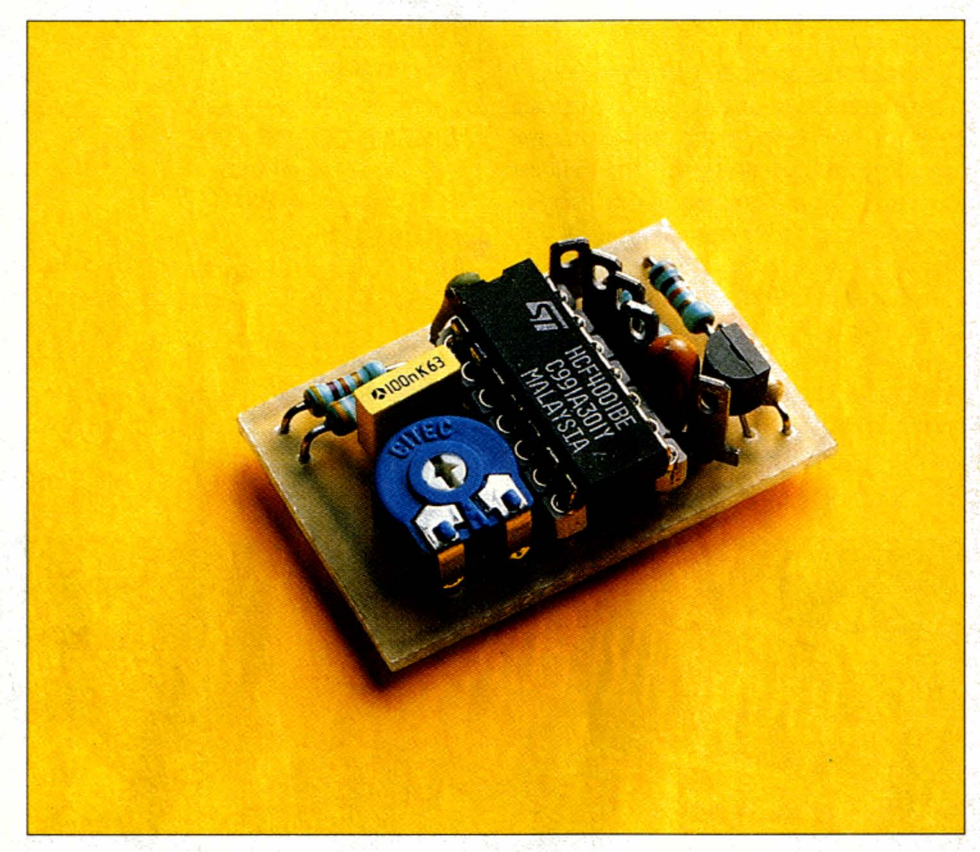
- P_1 : potentiomètre ajustable vertical au pas de 2,54 mm de 22 kΩ



Inverseur de servo de radiocommande

A quoi ça sert ?

Les tringleries de radiocommande sont assez facétieuses et sont souvent montées à l'envers : en accélérant, la voiture ralentit, vous voulez tourner à gauche, elle part vers la droite. Bref, si vous n'avez pas réfléchi, vous n'avez qu'une chance sur deux d'avoir tout bon. Voici la solution électronique, si votre émetteur ne dispose pas cette inversion.



Comment ça marche ?

Le schéma

La position des servomécanismes de radiocommande est commandée par une impulsion de durée variable. La durée moyenne est de 1,5 ms environ, la rotation complète étant obtenue par une variation de ± 0,5 ms. L'inverseur de servo doit donc donner une impulsion de 1 ms lorsque l'impulsion normale est de 2 ms et de 2 ms pour 1 ms à l'entrée. On constate immédiatement que la somme des deux sera de 3 ms. Le montage comportera donc un générateur d'impulsions de 3 ms, desquelles on retranchera l'impulsion d'entrée... L'alimentation est confiée à un régulateur shunt à diode zener programmable qui donne une tension d'environ 3,6 V, en sortie, pour une tension d'entrée variant entre 4 et 6,5 V. L'impulsion d'entrée est envoyée par C_1 sur CI_{1a} qui, avec CI_{1b}, constitue un monostable. Les 3 ms sont ajustées par le potentiomètre P_1. La troisième porte du circuit, CI_{1d}, reçoit, d'un côté, l'impulsion positive d'entrée et, de l'autre, la tension négative du monostable. La structure en « Non-Ou » effectue la différence des deux impulsions : quand les deux entrées sont à 0, la sortie est à 1. Quand l'une des entrées est à 1, la sortie est à 0.

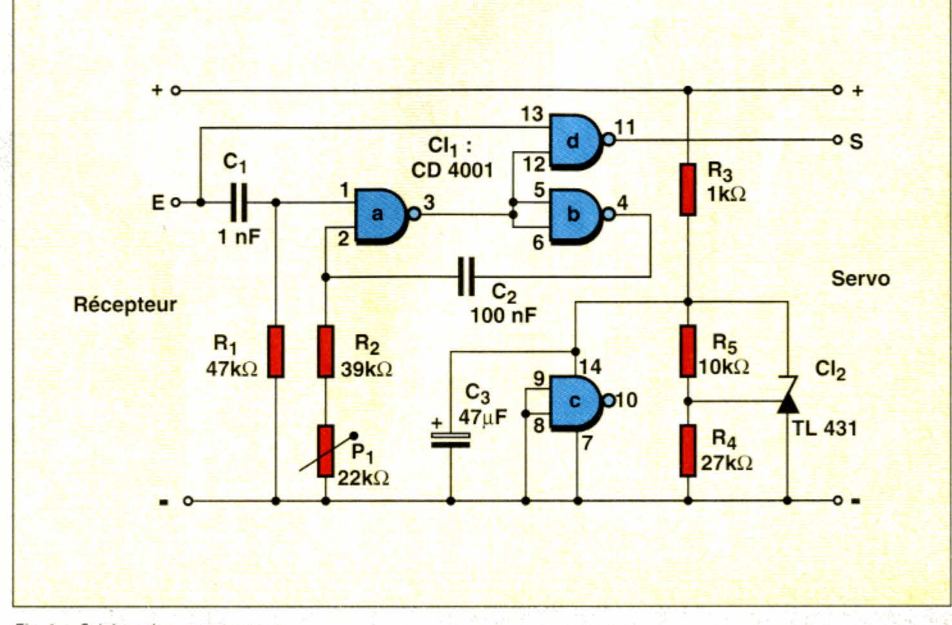


Fig. 1. – Schéma de notre montage.



Inverseur de servo de radiocommande

La réalisation

Le circuit imprimé est relativement petit mais les composants standards ne sont pas trop serrés, on peut faire mieux. On respectera bien la polarité du condensateur de filtrage au tantale, ce genre de composant déteste les inversions... Le montage s'alimente sur la batterie des servos et consomme environ 0,4 mA, donc, très peu de courant.

Le réglage s'effectue en commutant le fil d'entrée du servo sur E ou sur S, on ajuste P_1 pour que la position soit la même lorsque le manche à balai de l'émetteur est au centre. Vous pouvez aussi utiliser un testeur de servo réglé pour la position médiane.

L'inverseur peut s'insérer directement sur le fil du servo, le fil d'impulsion venant du servo sera relié à la borne E, le fil correspondant du servo sera relié à S, les alimentations étant en parallèle.

Ce montage peut aussi être utilisé pour commander un variateur de vitesse ou être associé à deux servos agissant en sens inverse, par exemple, pour une commande d'ailerons sur un gros modèle.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

● RÉSISTANCES 1/4 W 5 %
- R_1 : 47 kΩ
- R_2 : 39 kΩ
- R_3 : 1 kΩ
- R_4 : 27 kΩ
- R_5 : 10 kΩ

● CONDENSATEURS
- C_1 : 1 nF céramique
- C_2 : 100 nF MKT 5 mm
- C_3 : 47 µF tantale goute 6,3 V

● SEMI-CONDUCTEURS
- CI_1 : circuit intégré CD4001
- CI_2 : circuit intégré TL431 CLP

● DIVERS
- P_1 : potentiomètre ajustable horizontal 22 kΩ

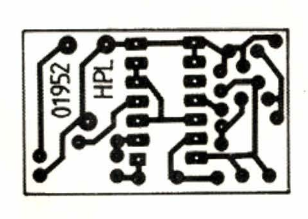


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

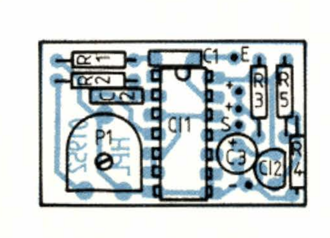


Fig. 3. – Implantation des composants.



Testeur de CI logiques

A quoi ça sert ?

En présence d'un montage en panne comportant de nombreux circuits logiques, il est vite fastidieux de tester l'état des pattes des divers circuits une par une, d'autant qu'il serait parfois utile de voir ce qui se passe simultanément sur plusieurs d'entre elles pour un même boîtier.
Pour faciliter le travail du dépanneur, les fabricants d'appareils de mesure ont donc mis sur le marché des pinces, que l'on place par-dessus les boîtiers logiques et qui permettent de visualiser d'un seul coup l'état de toutes les pattes d'un circuit intégré. Compte tenu de leur miniaturisation, ces appareils sont trop coûteux pour l'amateur mais restent relativement faciles à réaliser si l'on ne souhaite pas justement cette miniaturisation extrême. C'est un tel appareil que nous vous proposons de réaliser.

Comment ça marche ?

Le schéma

Son but n'étant pas de se substituer à une sonde logique qui dispose habituellement de nombreuses possibilités (détection de niveaux invalides, élargissement d'impulsions, etc.), le schéma reste d'une extrême simplicité puisque, pour chaque patte testée, on retrouve un banal transistor monté en collecteur commun. On peut ainsi allumer une LED sans charger la patte testée et donc, sans modifier ni son comportement ni son état.
Les diodes D_1 et D_2 protègent bien évidemment le transistor de l'application de tensions excessives ou négatives puisque, en présence d'un montage en panne, tout doit être prévu.
L'alimentation est réalisée par le circuit intégré sous test et peut être faite sous une tension comprise entre 5 et 18 V, ce qui rend le montage utilisable pour de la lo-



Testeur de CI logiques

gique TTL ou CMOS. Seule la luminosité de la LED baisse quelque peu en TTL.

La réalisation

Le circuit imprimé proposé supporte huit fois le schéma présenté. Il correspond donc à « un côté » de CI 14 ou 16 pattes, comme montré schématiquement sur la suggestion de mise en boîtier. Il est donc nécessaire d'en câbler deux pour constituer un testeur complet.

Les LED utilisées sont des modèles 3 mm haute luminosité, afin de rester bien visibles même sous 5 V.

Les deux circuits imprimés seront reliés par une nappe de câble plat à une pince de test pour circuits intégrés. De telles pinces, disponibles dans le commerce spécialisé, peuvent se placer « à cheval » sur n'importe quel boîtier DIL de circuit intégré et permettent la mise en place en leur partie haute de grippe-fils. Ici, la nappe de câble évoquée ci-avant est simplement soudée sur ces plots destinés en principe aux grippe-fils.

L'alimentation est prélevée sur le montage sous test au moyen de deux fils souples munis de pinces crocodiles miniatures. Nous n'avions pas prévu le prélèvement par le biais des pattes 16 et 18 ou 14 et 7 de CI, car quelques rares boîtiers logiques n'ont pas leurs alimentations placées sur ces pattes !

Il n'est pas nécessaire de prévoir deux jeux de pinces. Les versions prévues pour les boîtiers à 16 pattes peuvent facilement être mises en place sur des boîtiers à 14 pattes. Il suffit juste, dans ce cas, de les « décaler », conformément au marquage des pattes réalisé sur le boîtier du testeur.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

● **RÉSISTANCES 1/4 W 5 %**
- R_1 (x8) : 1 kΩ
- R_2 (x8) : 820 Ω

● **SEMI-CONDUCTEURS**
- T_1 (x8) : 2N2222A, BC 547
- D_1, D_2 (x8 chaque) : 1N914 ou 1N4148
- LED (x8) : LED 3 mm haute luminosité

● **DIVERS**
- Pince de test pour CI en boîtier DIL 16 pattes

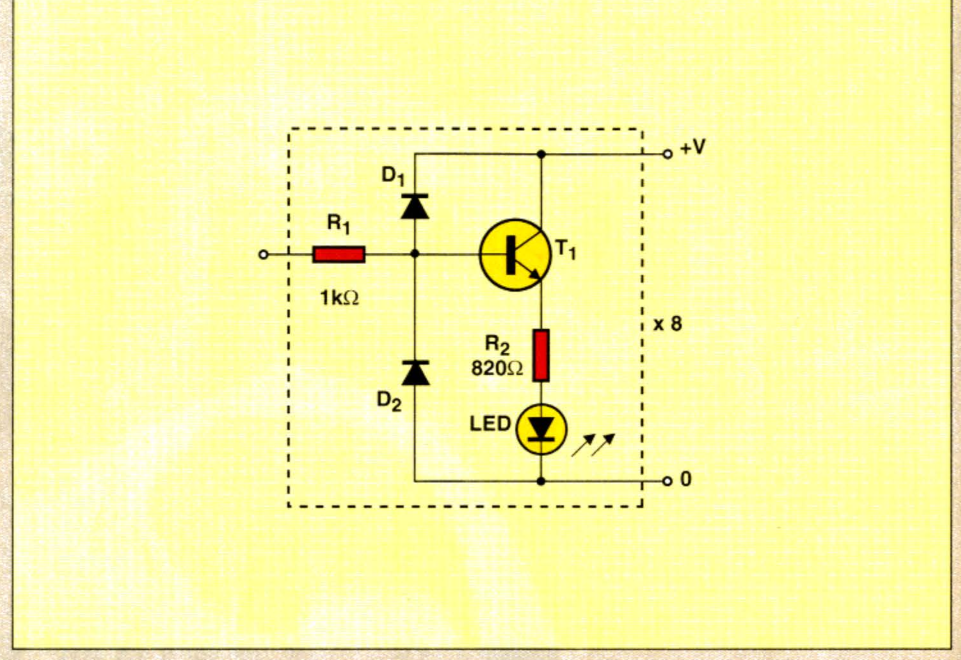


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

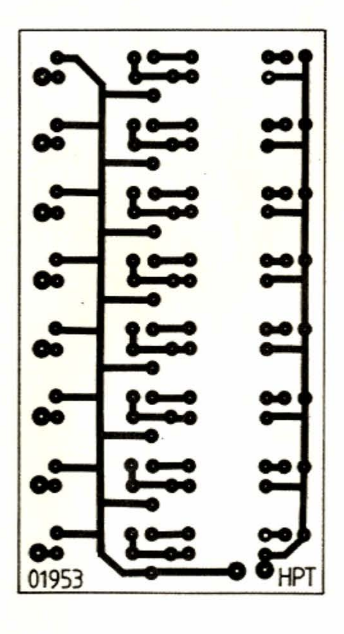


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

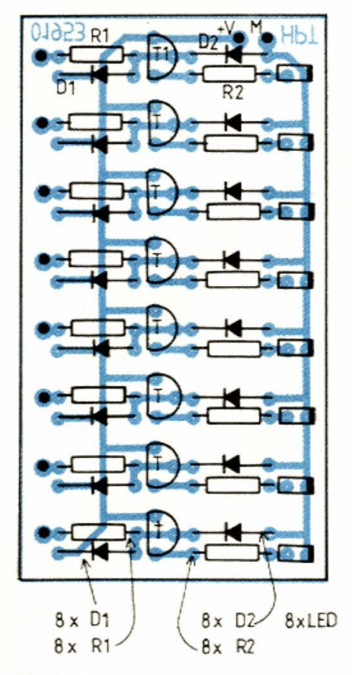


Fig. 3. – Implantation des composants.



Testeur de diodes évolué

A quoi ça sert ?

Silicium ou germanium ? LED rouge, verte ou bleue ? Photodiode ? Un contrôle s'impose si vous récupérez des composants. Ce contrôleur ne se contente pas de dire : c'est bon ou c'est mauvais, il mesure en plus la chute de tension directe, l'affiche sur une échelle de voyants et, en même temps, vous permet d'apparier des diodes en luminosité...

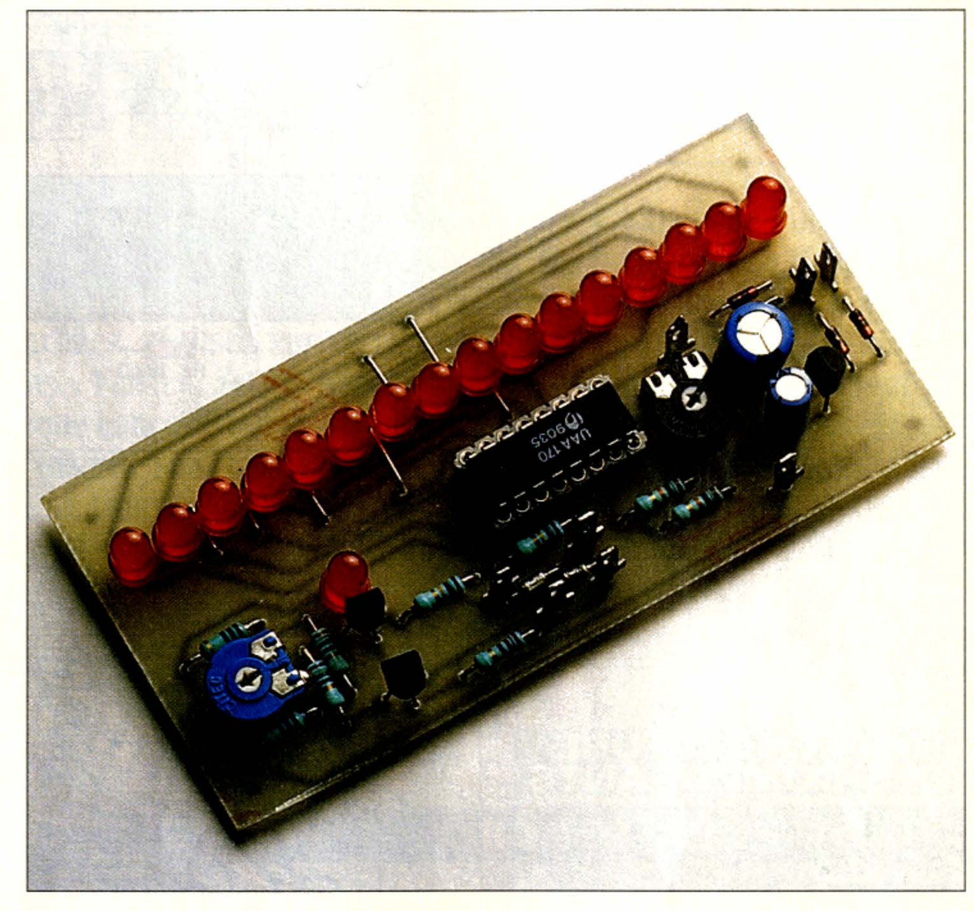
Comment ça marche ?

Le schéma

Lorsqu'elle conduit, une diode présente une chute de tension directe, mesurée entre anode et cathode, de 0,3 à 3 V, l'anode étant positive par rapport à la cathode. Polarisée en inverse, la diode ne conduit plus. Le testeur fait passer un courant d'une dizaine de milliampères dans la diode et mesure la tension anode/cathode. Si la diode est dans le bon sens, on mesure sa chute de tension directe pour ces 10 mA. Si la diode est placée à l'envers, la tension est limitée à 5 V par une diode zener, ce qui empêche de « griller » les diodes électroluminescentes, ou des jonctions base/émetteur de transistors, jonctions qui sont également des diodes.

Le générateur de courant utilise comme référence une diode LED rouge (rouge standard), la valeur du courant est d'environ 10 mA. Le générateur a deux branches, ce qui permet de raccorder deux diodes afin de comparer leur luminosité. Le potentiomètre P_1 équilibre les courants. Les diodes zener jouent un second rôle, celui de permettre au générateur de courant de bien travailler ; en effet, si les deux collecteurs des transistors ne sont pas chargés, il ne peut y avoir de courant d'émetteur, donc pas de courant constant.

La mesure de la tension est effectuée par un circuit intégré de commande de diodes : l'UAA 170. Il est ici utilisé avec sa résolution améliorée : lors d'une transition, deux diodes consécutives sont allumées avec une luminosité dépendant de la valeur de la tension. Ce voltmètre n'est toutefois pas d'une précision absolue, il sera souhaitable de l'étalonner en installant à la place de la diode une résistance variable. Le potentiomètre P_2 étalonne ce voltmètre, les seize diodes donnent une résolution de 0,2 V avec une estimation du dixième de volt par interpolation...



La réalisation

Le circuit imprimé vous permet d'installer tous les composants, la position des diodes est repérée par une pastille carrée correspondant à la cathode, les erreurs deviennent inexcusables ! Nous avons prévu sur le circuit l'emplacement pour un circuit intégré de régulation, vous pouvez éventuellement alimenter directement le montage avec une tension de 12 V. La diode fixant la valeur du courant est une diode rouge « standard » dont la tension de chute directe est de 1,6 V. Dans le cas d'un autre type de diode, il conviendra d'augmenter la valeur des résistances R_3 et R_4.

Le montage s'utilise en installant la diode aux bornes du contact ; si elle conduit, sa tension s'affichera sur l'échelle, une tension nulle signifie un court-circuit. Si elle est trop élevée, nous avons une absence de courant (diode à l'envers par exemple).

Testeur de diode évolué

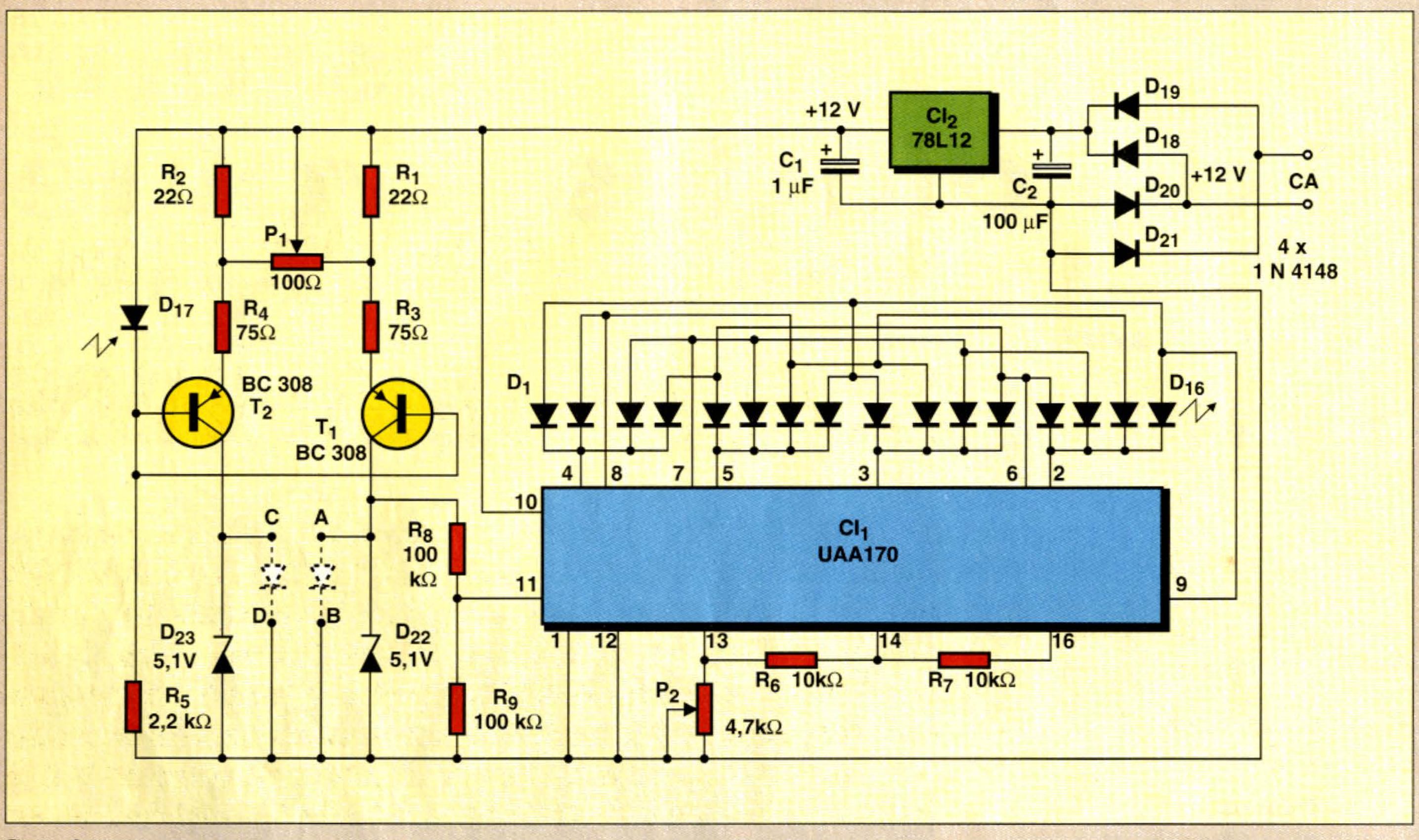


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

Vous pourrez aussi tester les jonctions base/émetteur et collecteur/base des transistors.

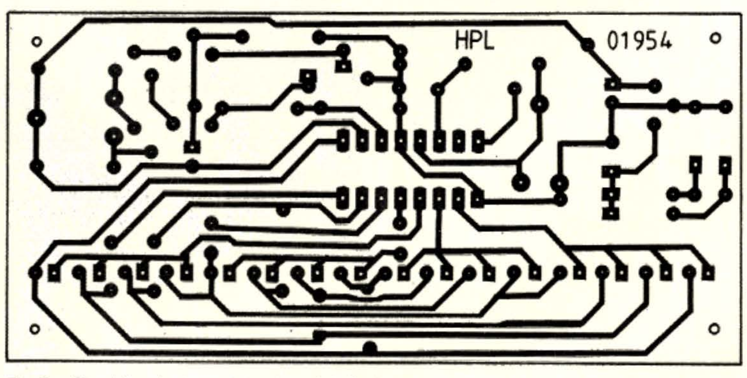


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

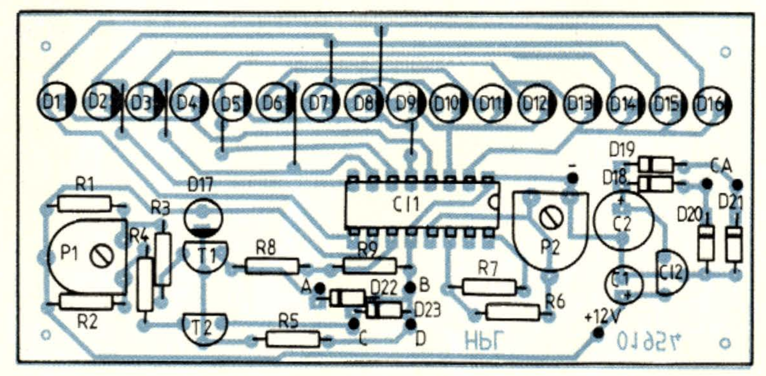


Fig. 3. – Implantation des composants.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

● RÉSISTANCES 1/4 W 5 %

- R_1, R_2 : 22 Ω
- R_3, R_4 : 75 Ω
- R_5 : 2,2 kΩ
- R_6, R_7 : 10 kΩ
- R_8, R_9 : 100 kΩ

● CONDENSATEURS

- C_1 : 1 µF chimique radial 16 V
- C_2 : 100 µF chimique radial 25 V

● SEMI-CONDUCTEURS

- CI_1 : circuit intégré UAA 170 Siemens
- CI_2 : µA 78L12
- T_1, T_2 : transistor PNP BC 308
- D_1 à D_{16} : diodes électroluminescentes rouge, verte ou jaune
- D_{17} : diode électroluminescente rouge standard
- D_{18}, D_{19}, D_{20}, D_{21} : diodes silicium 1N4148
- D_{22}, D_{23} : diodes zener 5,1 V

● DIVERS

- P_1 : potentiomètre ajustable horizontal 4,7 kΩ
- P_2 : potentiomètre ajustable horizontal 100 Ω

CARTE DE FIDELITE

Pour toute commande de circuit imprimé « Réalisation Flash », il vous sera envoyé une carte de fidélité et un ou plusieurs timbres (un par circuit commandé). La carte complète (6 timbres) donne droit à un circuit imprimé gratuit choisi dans la liste que nous publions au verso de cette page.

Commandez vos circuits imprimés

Dans le but d'apporter une aide efficace à tous ceux qui éprouvent des difficultés à la réalisation des circuits imprimés, *Le Haut-Parleur* propose de fournir aux lecteurs qui en feront la demande les circuits imprimés, réalisés sur verre époxy, étamés et percés, des réalisations « Flash ». Seules les commandes comportant un paiement par chèque bancaire ou postal seront honorées. La référence des circuits est inscrite sur chaque circuit. Un circuit imprimé choisi dans la liste qui se trouve au verso de cette page est offert à tout lecteur qui s'abonne à notre magazine (conditions spéciales : voir page abonnements).

HAUT-PARLEUR Circuit Fidélité

REALISATION Flash
CARTE DE FIDELITE
Circuits Imprimés

COMMANDEZ PAR MINITEL
3615 code HP

BON DE COMMANDE

à retourner à :



Service Circuits Imprimés

2 à 12, rue de Bellevue
75019 PARIS

Initiation à la pratique de l'électronique

Les capteurs de position

Il est très souvent indispensable de connaître la position d'un mobile, soit parce que ce dernier est trop loin pour qu'on le voie (c'est le cas d'un satellite par exemple), soit parce que la simple observation ne renseignerait pas assez vite ni avec une précision suffisante sur les valeurs qui permettent de définir la position.

Quand il s'agit d'un corps libre dans l'espace, il faut six valeurs pour en définir la position sans ambiguïté. On peut, par exemple, donner la position d'un de ses points (trois coordonnées), la direction d'un axe lié au corps (deux angles) et la direction d'un autre axe également lié au corps (un angle).

Nous simplifierons donc le problème en supposant que nous souhaitons seulement repérer une grandeur donnant la position d'un corps. Il pourra s'agir d'une valeur algébrique définissant la position d'un point sur un axe (position linéaire) ou rotation d'un corps autour d'un axe (position angulaire).

Comment passer d'une position linéaire à une position angulaire et réciproquement ? Certains penseront à la crémaillère engrenant avec un pignon, ce qui est envisageable, mais les irrégularités de forme et de répartition des dents limitent la précision de ce système.

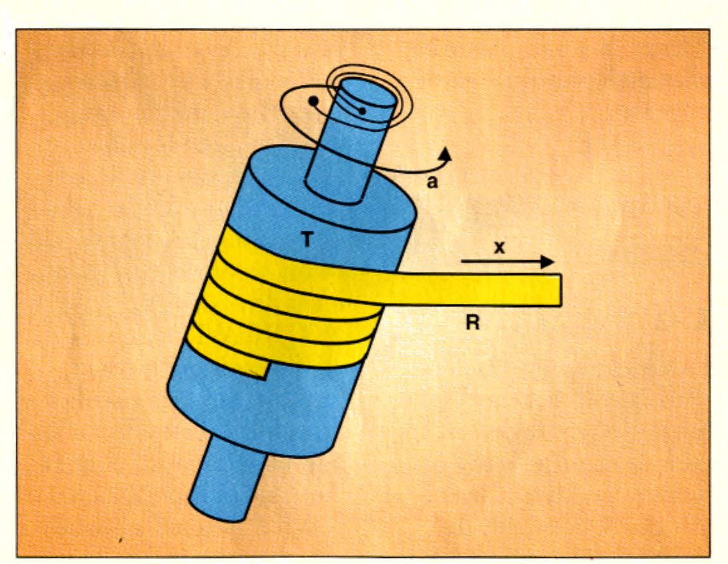


Fig. 1. – Pour passer d'un déplacement linéaire x à un déplacement angulaire a, une bonne solution consiste à faire enrouler en hélice un ruban métallique R sur un tambour T.

Si l'on veut une bonne conversion, le système de la figure 1 est un des meilleurs. Le ruban métallique R est enroulé en hélice autour du tambour T (si on l'enroulait en spires concentriques, à la façon d'une bande magnétique, le diamètre d'enroulement varierait en fonction du nombre de tours). Un ressort agissant sur le tambour maintient le ruban tendu et l'on a choisi une largeur de ruban très petite par rapport au diamètre du cylindre, pour minimiser l'inclinaison de ce dernier.

Il arrive que l'on grave sur le tambour une rainure en hélice pour guider l'enroulement du ruban. On peut faire en sorte que le tambour se déplace le long de son axe quand il tourne, pour que l'emplacement où le ruban quitte le cylindre ne varie pas quand le ruban s'enroule ou se déroule. Ainsi, on établit une correspondance parfaitement linéaire entre l'angle de rotation, a, du tambour et le déplacement linéaire, x, d'un point du ruban. Ce type de conversion de déplacement linéaire en déplacement angulaire se rencontre dans de nombreux ascenseurs : on peut voir, attaché sous la cage, le ruban métallique qui gagne la machinerie par un trou dans le sol.

Parmi les capteurs que nous rencontrerons, certains sont spécifiquement conçus pour détecter une position linéaire, mais, le plus souvent, ils sont mieux adaptés pour les transmissions de positions angulaires.

Une autre distinction importante entre les différents capteurs tient au fait que certains sont de type analogique, d'autres sont numériques.

Le potentiomètre

Pour une rotation limitée, le potentiomètre constitue un capteur simple et économique (si l'on se contente d'une précision modeste). Il s'agit d'une

piste résistante, de résistance totale R, sur laquelle glisse un curseur. La partie de la piste comprise entre le curseur et le « bas » du potentiomètre a une résistance αR, donc, l'autre partie a une résistance (1 – α)R, le coefficient α pouvant varier de 0 à 1.

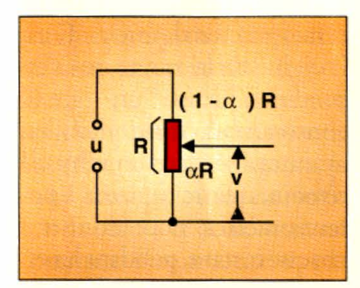


Fig. 2. – Le potentiomètre, utilisé ici en capteur de position, a un curseur qui délimite sur la piste résistante, de résistance R, une partie de résistance αR et une autre de résistance (1 – α)R.

Si (fig. 2) l'on applique une tension continue bien déterminée, v, aux bornes de la piste résistante, on trouvera, entre le curseur et le bas du potentiomètre, une tension v, qui vaut α u (en supposant que l'on ne consomme aucun courant à cette source de tension v). Comme la valeur de α est liée à la rotation de l'axe du potentiomètre, la lecture de v nous indique la position de cet axe. Le déplacement du curseur, dans un potentiomètre, n'est pas forcément opéré par une rotation : dans les modèles « rectilignes » (il faut éviter la désignation « linéaires », et nous allons voir pourquoi), le curseur se déplace selon une trajectoire droite.

Une question de linéarité

Pour l'utilisation de ce potentiomètre comme capteur de position, la meilleure loi de variation de α en fonction de l'angle de rotation de l'axe, a, serait une proportionnalité :

$\alpha = k\,a$

Dans ce cas, on dit que le potentiomètre est « linéaire », par opposition aux modèles « logarithmiques », dans lesquels la variation de α, en fonction de a, est très lente au début de la course et rapide à la fin (ces modèles sont plus adaptés à la commande de volume dans les amplificateurs audiofréquence).

Pour l'utilisation en capteur, il est important de savoir jusqu'à quel point un potentiomètre est effectivement linéaire, autrement dit, avec quelle précision a-t-on un quotient constant quand on divise α par l'angle a.

Sur la figure 3, la droite en trait plein représente la loi de correspondance entre α et a dans le cas d'un potentiomètre parfaitement linéaire. Quand l'angle a varie entre sa valeur minimale (zéro) et maximale (m), le coefficient α reste rigoureusement proportionnel à a, et la courbe en trait plein est donc une droite.

Mais, la perfection n'étant pas de ce monde, le potentiomètre réel a une courbe donnant α en fonction de a qui n'est pas rigoureusement une droite : cette courbe peut, par exemple, présenter l'aspect de celle qui est tracée en pointillés sur la figure 3.

Dans ce cas, on dit que la « non-linéarité » du potentiomètre s'exprime par la longueur maximale du segment tracé en gras sur la figure 3, mesurant l'écart entre la droite théorique et la courbe réelle.

D'où vient cette non-linéarité ? Si le potentiomètre est du type « à couche » (le curseur glisse sur une couche résistante déposée sur un substrat isolant), elle peut provenir des irrégularités d'épaisseur, de largeur et de nature de la couche. Mais, en général, on n'utilise pas les potentiomètres à couche comme capteurs de position, car leur non-linéarité est trop grande.

Dans un potentiomètre bobiné, on utilise, comme piste résistante, du fil résistant recouvert d'une couche isolante. Ce fil est bobiné sur un support adéquat. Dans ce cas des potentiomètres bobinés économiques, ce support est ce que l'on nomme une « carte », c'est-à-dire une bande de plastique qui sera recourbée en cylindre. Pour les modèles de meilleure qualité, le fil résistant est bobiné sur un tore (souvent appelé « jonc »), c'est-à-dire un anneau à section circulaire.

Il y a plusieurs causes possibles de non-linéarité dans les potentiomètres bobinés.

D'abord, le pas de l'enroulement du fil peut varier (le nombre de spires par millimètres n'est pas constant). Ensuite, le tore portant le fil peut ne pas être centré exactement sur l'axe qui entraîne le curseur : comme le montre la figure 4, la même rotation α de l'axe provoque un déplacement du curseur plus petit dans la zone P (proche de l'axe) que dans la zone L (loin de l'axe).

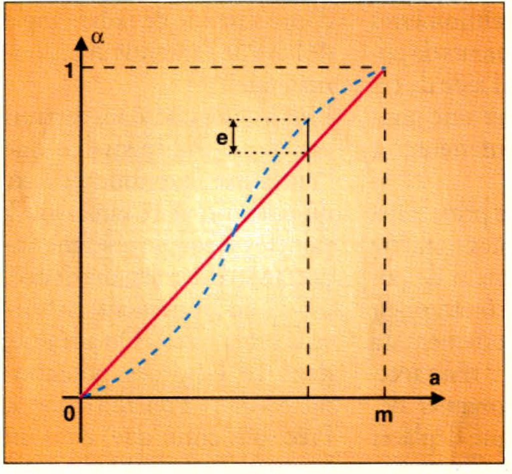


Fig. 3. – On souhaite qu'un potentiomètre utilisé comme capteur de position soit « linéaire », c'est-à-dire que la valeur du coefficient α de la figure 2 varie proportionnellement à l'angle de rotation a.

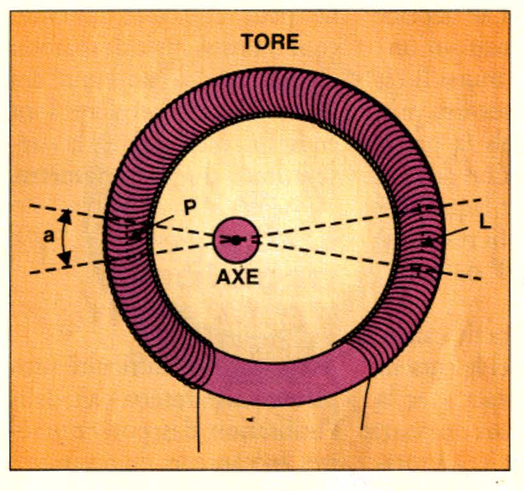


Fig. 4. – Une des causes possibles de non-linéarité pour un potentiomètre est un mauvais centrage de l'axe par rapport au tore isolant sur lequel est bobiné le fil résistant.

Que peut-on espérer ?

L'auteur ne voudrait pas que l'énumération de ces différents défauts de linéarité fasse considérer le potentiomètre comme un capteur de position lamentable. Tant s'en faut, heureusement.

Un bon potentiomètre de mesure, avec son axe monté sur roulements à billes, a une linéarité qui est toujours meilleure que 1 %. Dans les modèles de précision, on arrive à deux pour mille.

Nous n'entrerons pas dans le détail des méthodes mécaniques (ou électriques), dont certaines sont fort ingénieuses, qui permettent d'améliorer la

précision des potentiomètres utilisés comme capteurs de position. On peut, à l'aide de ces corrections, obtenir une non-linéarité bien inférieure à 1/2000.

Les deux reproches principaux que l'on fait au potentiomètre utilisé comme capteur de position sont que sa rotation est limitée et que le frottement du curseur use la piste résistante.

Revenons sur le premier défaut. On ne fait que déplacer le problème en utilisant des modèles « multitours », dans lesquels le curseur se déplace non sur un tore mais sur une hélice à plusieurs tours. Il est préférable d'utiliser des modèles dans lesquels la partie « utile » de la rotation de l'axe (rotation pendant laquelle le curseur touche le fil résistant) peut atteindre 350° ou même un peu plus.

Il y a toujours un petit « angle mort », dans lequel le curseur n'est plus en contact avec la piste résistante, mais on peut, dans les modèles dits « à rotation continue », franchir ce petit angle mort (à l'intérieur duquel le capteur ne peut pas servir, bien entendu). Dans ces modèles, la rotation de l'axe n'est donc pas limitée mécaniquement, mais l'angle mort constitue une zone inutilisable.

Enfin, il y a bien des cas où la position angulaire que l'on veut retransmettre reste comprise entre certaines limites, par exemple, s'il s'agit de la position de l'aiguille d'un instrument de mesure ou du « site » d'une antenne de radar (angle de l'axe de l'antenne avec l'horizontale).

Il est à noter que, dans certains cas, il est indispensable que l'on puisse faire tourner l'axe du potentiomètre sans avoir à vaincre un couple résistant important (ce dernier, inévitable, est dû au frottement du curseur sur la piste). On a réalisé, dans ce but, des potentiomètres dits « à microfriction ».

Précisons enfin que, dans un potentiomètre bobiné, la variation de potentiel du curseur ne peut être une fonction continue de l'angle de rotation du fait de la discontinuité des spires. Plus ces dernières sont en fil fin, meilleure est la « résolution » du potentiomètre.

L'ex-problème de la charge

Autrefois, une difficulté supplémentaire intervenait dans l'utilisation des potentiomètres en capteurs de position : pour mesurer la tension v de la figure 2, on était obligé de consommer à cette tension une intensité non négligeable, autrement dit de « charger » cette tension par un résisteur d'une résistance non infinie. Or, on peut montrer facilement que la résistance interne de la source de tension, constituée par le curseur du potentiomètre et une extrémité de la piste résistante, correspond à la mise en parallèle de αR et de $(1 - \alpha)R$, ce qui donne :

$r = \alpha\,(1 - \alpha)\,R$

Cette valeur, nulle pour α nul ou égal à 1, passe par un maximum, valant R/4, pour $\alpha = 1/2$ (curseur à mi-course). Donc, si l'on charge la source de tension v par un résisteur de résistance $R' = (k - 1)\,R/4$, on déforme la courbe de réponse de la figure 3. En effet, on réduit dans le rapport $(k - 1)/k$ la tension quand le curseur est à mi-course, alors qu'on la réduit moins si le curseur va vers les extrémités de la piste, et plus du tout quand il arrive à ces extrémités. La courbe devient alors une parabole avec sa concavité vers le haut.

Quand la nature des systèmes électroniques utilisés interdisait d'augmenter le facteur k, on devait donc utiliser des potentiomètres dont la courbe de réponse (tracée comme sur la fig. 3) était relevée en son milieu, et indiquer la valeur précise de la charge à utiliser pour obtenir le maximum de linéarité du potentiomètre.

Avec l'apparition des amplificateurs opérationnels à énorme impédance d'entrée, on peut donner au facteur k des valeurs telles que la charge est à considérer comme infinie. Les lecteurs seront donc tentés de demander : « Alors, pourquoi évoquer ce défaut, puisqu'on peut l'éviter maintenant ? » Tout simplement parce que, si l'on trouve des potentiomètres de haute qualité dans les surplus militaires, il faut se méfier : ils sont peut-être faits pour être chargés sur un résisteur de résistance donnée. Il suffira de brancher ledit résisteur pour améliorer notablement la qualité du capteur.

L'usure de la piste

Comme nous l'avons vu plus haut, le frottement du curseur sur la piste résistante use forcément cette dernière. C'est l'origine de la panne qui s'est produite chez un grand constructeur d'automobiles, ayant utilisé, dans un véhicule témoin, quatre capteurs à potentiomètres, pour donner à chaque instant, pendant les essais sur route, les positions des roues par rapport au châssis. En dehors des élongations particulières, dues à des accidents de terrain, la position de chaque roue par rapport à la caisse reste très proche de sa valeur moyenne, mais en ayant de très nombreux mouvements de faible amplitude. Les potentiomètres s'usaient donc énormément en un point donné de leur piste résistante : au bout de quelques heures d'essais, ils étaient hors d'usage.

Peut-on éliminer ce défaut ? C'est tout à fait possible. Une première solution, approximative, consiste à utiliser comme piste résistante un dépôt de métal très dur sur un substrat de céramique ou de verre. Mais on ne fait que retarder l'usure, sans la supprimer.

Or, il y a un moyen de supprimer totalement l'usure, et l'auteur ignore pourquoi cette solution technique, fort ingénieuse, est autant dire inconnue (en tout cas pratiquement introuvable) : le « potentiomètre à curseur lumineux ». La figure 5 indique la structure d'un tel instrument. Nous avons supposé, pour la commodité de la représentation, un potentiomètre rectiligne, mais cela s'adapte parfaitement au cas d'un modèle circulaire.

On voit que l'on trouve côte à

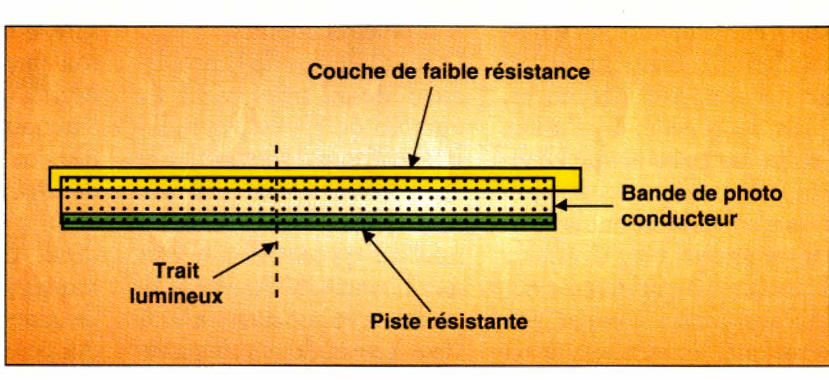


Fig. 5. – L'optopotentiomètre, supprimant l'usure de la piste par le curseur, utilise un trait lumineux qui, rendant conductrice la couche de photoconducteur, connecte le point éclairé de la piste résistante à la piste métallique.

côte une piste métallisée de faible résistance et la piste résistante proprement dite. Débordant sur l'une et l'autre, se trouve une zone sur laquelle on a déposé un matériau « photoconducteur ». Un tel produit, on le sait, est pratiquement isolant dans l'obscurité et devient de plus en plus conducteur quand il reçoit un éclairement croissant.
Donc, si l'on illumine la couche photoconductrice le long d'un « trait lumineux », la zone ainsi éclairée est seule conductrice, et tout se passe comme si l'on avait relié, par un fil conducteur, la couche de faible résistance et le point de la piste résistante où se projette le trait lumineux.
Un tel potentiomètre est, évidemment, inusable, ignore les « crachements » qui sont la plaie des potentiomètres classiques des studios d'enregistrement sonore. Bref, c'est un instrument idéal pour de nombreuses applications, en particulier pour son emploi comme capteur. Une firme française a réalisé de tels potentiomètres (plus exactement la partie formée par les trois pistes), et il semble que le tout soit tombé dans un oubli total (si ce n'était pas le cas, l'auteur présente, à l'avance, ses excuses... et ses félicitations à la firme qui a relevé le défi).

Utilisation sur 360 degrés

Dans le potentiomètre dit « à rotation continue » dont nous avons parlé plus haut, la disposition du bobinage de fil résistant faisait que le curseur pouvait tourner d'un angle quelconque sans dégradation mécanique. Mais ce type présente quand même un « angle mort », correspondant à la partie du « jonc » située entre la fin du bobinage et son début. Même si l'on réduit cet angle mort à très peu, il y aura toujours une sorte de discontinuité quand le curseur franchira l'angle en question. En modifiant nettement la nature du potentiomètre, on peut arriver à un type qui n'a pas d'angle mort. Il s'agit du « potentiomètre sinus-cosinus » (que le nom ne vous effraie pas !), que l'on peut trouver dans les stocks de surplus militaires, essentiellement dans les pièces venant du démontage de vieux radars.
On le réalise de deux façons. La plus « logique » consiste à bobiner du fil résistant sur une carte de largeur L', le bobinage couvrant une longueur L, inférieure à L', comme le montre la figure 6.
Soit O le milieu de la zone couverte par le fil résistant. On fait mouvoir deux curseurs, A et B, sur un cercle C, de centre O et de rayon très légèrement inférieur à L/2, de telle sorte que, dans leur mouvement, ils restent toujours sur le fil résistant, en arrivant très près des spires extrêmes, sans déborder de la zone du bobinage.
Nous repérerons la direction de l'axe par l'angle a que fait la ligne OA avec les spires de fil résistant. Si le bobinage est alimenté, sur ses deux extrémités, par des tensions + u et – u, symétriques par rapport à zéro, il est facile de voir que le potentiel du curseur A est proportionnel au sinus de l'angle a, celui du curseur B étant proportionnel au cosinus de cet angle.

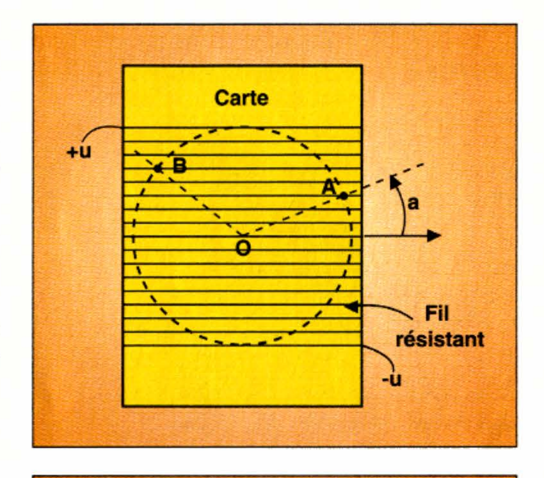


Fig. 6. – Dans le potentiomètre « sinus-cosinus », on utilise deux curseurs se déplaçant sur un cercle et frottant sur le fil résistant.

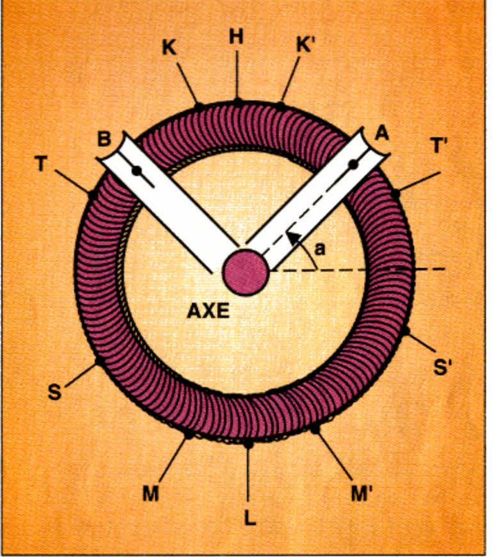


Fig. 7. – Sur un tore isolant, on a réalisé un bobinage « sans fin » de fil résistant, en deux moitiés égales, entre les points H et L. Des prises intermédiaires sur le bobinage permettent, par adjonction de résisteurs, de modifier la répartition des potentiels le long des enroulements. Ainsi, sur les curseur A et B, on trouve, à peu de chose près, des tensions variant comme le sinus et le cosinus de l'angle a.

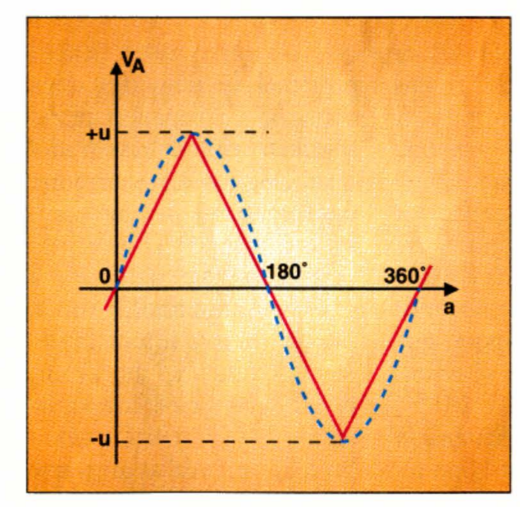


Fig. 8. – Sans les résisteurs ajoutés aux enroulements de la figure 7, on aurait, comme variation de tension du curseur en fonction de l'angle a, la courbe en trait plein. Les résisteurs arrivant sur les prises intermédiaires donnent à cette variation la loi représentée en pointillé.

Détails mécaniques et autres réalisations

En fait, au lieu des deux curseurs A et B, le potentiomètre sinus-cosinus en comporte quatre, les deux autres, A' et B', étant dans des positions diamétralement opposées à A et B respectivement. Le curseur A' est nommé « moins sinus » et le B' est le « moins cosinus ». On trouve, en effet, sur A' un potentiel opposé à celui de A, et le potentiel de B' est l'opposé de celui de B.
Comme cela ferait trop de curseurs à faire tourner, on préfère, dans le potentiomètre, faire tourner la carte, montée au bout de l'axe, alimentée par deux balais frottant sur des bagues isolées. Les quatre curseurs sont fixes et appuient sur le fil résistant.
Comme la réalisation d'un tel potentiomètre est assez délicate, on a imaginé une autre solution, un peu moins complexe du point de vue mécanique mais qui est cependant loin d'être simple.
Imaginons (fig. 7) un enroule-

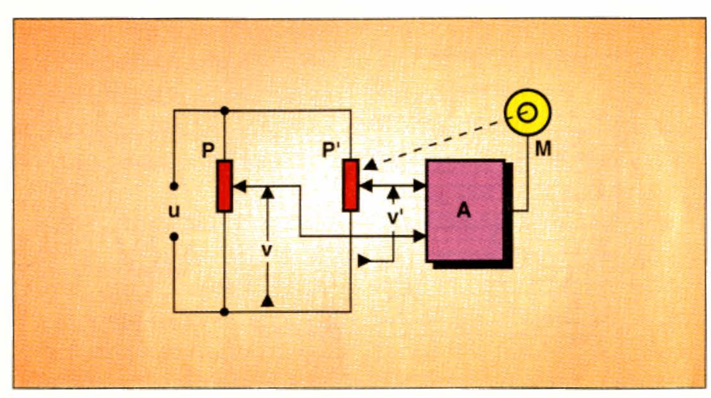


Fig. 9. – On réalise souvent un asservissement, la position du potentiomètre P' à celle du potentiomètre P, en faisant agir sur un moteur M, via un amplificateur A, la différence des potentiels de leurs curseurs.

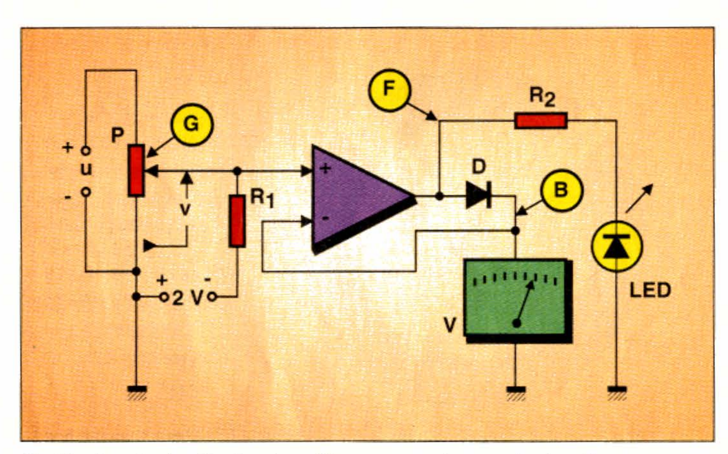


Fig. 10. – Le voltmètre V indique la position du curseur du potentiomètre. Si ce curseur arrive sur une zone hors du bobinage de fil résistant, le point (G) devient négatif et la LED s'allume.

ment de fil résistant « sans fin », couvrant donc 360° sur un « jonc » isolant ayant la forme d'un tore. La fin de l'enroulement est donc connectée au début de ce dernier. Au point de jonction, il y a une prise, nommée H, et, au point diamétralement opposé, une autre prise sur le fil résistant, nommée L.

Si l'on appliquait une tension + u sur H et – u sur L, on recueillerait sur l'un des deux curseurs perpendiculaires, A par exemple, une tension qui, en fonction de l'angle a, varierait en dents de scie symétriques, comme le montre la courbe en trait plein de la figure 8, qui n'est pas une sinusoïde.

Alors, on utilise de nombreuses prises intermédiaires, comme K et K', T et T', etc., pour modifier la répartition du potentiel le long des deux demi-tores. En connectant des résisteurs selon un réseau adéquat, on arrive à faire en sorte que le potentiel du curseur A varie à peu de choses près comme le sinus de l'angle a (courbe en pointillés sur la fig. 8). Alors, automatiquement, le potentiel du curseur B variera comme le cosinus de cet angle.

En fait, on a réalisé ainsi une sinusoïde « de synthèse », qui est en réalité une succession de petits segments de droites, et qui peut s'approcher très près d'une vraie sinusoïde. La méthode est assez analogue à celle que l'on emploie dans les circuits permettant la réalisation des générateurs de fonctions (ICL 8038, XR 2208, par exemple), où l'on passe de la forme d'onde triangulaire à la sinusoïde quasi parfaite.

Comment utiliser le potentiomètre

Comme nous l'avons dit, une simple mesure de la tension entre le curseur et une extrémité de la piste résistante suffit pour connaître la position du curseur, mais cela nécessite que l'on connaisse exactement la tension appliquée à la piste résistante.

On emploie souvent les potentiomètres en capteurs de position dans le but de réaliser un asservissement de position. Le montage est alors celui de la figure 9.

On utilise un amplificateur, A, commandé par la différence des tensions v et v' correspondant aux curseurs des deux potentiomètres (dont les pistes résistantes sont alimentées par la même tension u). La sortie de l'amplificateur commande un moteur M, qui agit sur l'axe du potentiomètre P', tenant à ramener à zéro la différence v – v'.

Comme tout servomécanisme, ce système doit, pour être stable, utiliser une indication de la vitesse du moteur M, sous forme d'une tension proportionnelle à cette vitesse, que l'on ajoute à la « tension d'erreur », v – v', pour obtenir un fonctionnement sans oscillations.

Si l'on fait une simple mesure de tension, il est important de savoir si le curseur est bien sur la piste résistante. Nous avons évoqué plus haut ces potentiomètres à rotation continue, dans lesquels le curseur peut, pour une rotation de 10°, se trouver hors de la piste.

Une solution simple pour lever le doute est l'utilisation du montage de la figure 10. La tension entre le curseur, (G), du potentiomètre et le point (M) est toujours positive quand le curseur est sur la piste résistante. Cette tension est « recopiée » entre (B) et (M) par l'amplificateur opérationnel A, qui s'arrange à maintenir toujours le point (B) au même potentiel que le point (G).

Il faut, pour cela, que le point (F) soit amené à un potentiel un peu supérieur (de 0,6 V environ) à celui du point (B), pour que la diode D puisse être conductrice.

Tant que le curseur est effectivement en contact avec la piste résistante, l'effet du courant passant dans le résisteur R_1 sous la tension (v + 2) est totalement négligeable, car on a choisi pour R_1 une valeur de résistance très élevée (10 MΩ ou plus).

Mais si le curseur ne se trouve plus sur la piste résistante, il est « en l'air », et le résisteur R amène le point (G) à un potentiel négatif, entre 0 et – 2 V, par rapport au point (M). L'amplificateur opérationnel, alors, ne peut plus maintenir le potentiel du point (B) (qui ne peut être que positif) à la même valeur que celui du point (G). Il se bloque, allant en « butée basse », le point (F) devient alors fortement négatif par rapport au point (M) et, à travers la diode D' et le résisteur R_2, un courant passe dans la LED.

L'allumage de cette dernière signale donc que le potentiomètre est dans la zone où il ne donne pas d'indication valable.

Dans le cas de l'utilisation d'un potentiomètre sinus-cosinus, la connaissance des valeurs du sinus et du cosinus de l'angle, valeurs données par les tensions recueillies sur les curseurs adéquats, permet de connaître immédiatement l'angle en question. Si ces valeurs, fournies sous forme de tensions continues, sont appliquées à des convertisseurs analogiques-numériques, les sorties de ces convertisseurs permettent de très nombreux calculs simples et efficaces.

(à suivre)

J.-P. Œhmichen

VISATON
Du sur mesure pour vos oreilles



Construction individuelles

Entrez dans le monde fascinant des haut-parleurs VISATON.



Nous vous proposons une gamme complète de kits, haut-parleurs et accessoires. De la plus petite à la plus avertie, vous pourrez construire votre enceinte sur mesure, et cela d'après vos moyens financiers.

VISATON c'est de la HiFi individuelle, qui réponds à vos habitudes d'écoute et à toutes les possibilitées d'ameublement, avec une qualité incomparable dans chaque versions. C'est pour cela que les produits VISATON sont utilisés dans la médecine, l'aéronautique.

SPEAKER PRO 6.0
VISATON

GERMANY
VISATON®
VISION OF SOUND

VISATON · Postf. 1652 · D-42760 Haan · Tél. 19/49/2129/552-0

Consultez nos concessionnaires près de vous et informez-vous:

02100 St. Quentin-7/2, bd Henri Marin-LOISIRS ELECTRONIQUES · **06000 Nice**-12, Rue T. de L'Escarene-COMPOSANTS DIFFUSION • **07130 Saint-Peray**-Pole 2000-ECA ELECTRONIQUE • **13006 Marseille**-44,Cours Julien-MIRAGE DES ONDES • **13300 Salon de Provence**-49, Rue Auguste Moutin-BRIC ELEC • **16000 Angouleme**-252, Rue de Perigueux-SD ELECTRONIQUE • **24100 Bergerac**-14, Place Doublet-ETS. POMMAREL • **26000 Valence**-5, Rue de Chantal-RADIO ELECTRONIQUE • **26203 Montelimar**-4, Les residences du parc, Av. Marechal juin-EURL CHEYNIS ELECTRONIQUE • **27000 Evreux**-35, Rue du Marechal Joffre-VARLET ELECTRONIQUE • **28004 Chartres**-17, Rue du Petit Change-ECELI M. BREMENT • **30000 Nimes**-Passage Guerin-CINI RADIOTELEC • **33300 Bordeaux**-91, Quai de Bacalan-S.A.R.L. ELECTRONIC 33 • **35000 Rennes**-30, Boulevard de la Liberte-RADIO ELECTRONIQUE RENNAIS • **38000 Grenboble**-38, Au Alsace-Lorraine-CHARLAS ELECTRONIQUE • **50100 Cherbourg**-20-22, bld. Mendes France-TOP ELECTRONIC • **54150 Briey**-3, Rue Henri Dunant-JUMA ELECTRONIQUE • **57490 Carling**-76, Rue de Creutzwald-J.L.B. ELECTRONIQUE • **57600 Forbach**-37, Rue St. Croix-TELE SERVICE • **60200 Compiegne**-9, Rue de Soissons-EUROPE ELECTRONIQUE COMPOSANTS• **62200 Boulogne S/Mer**-10, Rue de Folkestone-S.A.R.L. SEILLIER • **62420 Billy-Monitgny**-163, Avenue de la Republique-BILLY ELECTRONIC • **64000 Pau**-75, Rue Castetnau-R.E.S.O. • **67000 Strasbourg**-31, Fosse des Treize-ALSAKIT • **68000 Colmar**-48, Rue du Nord-OMEGA 2000 • **68200 Mulhouse**-30, av. Aristide Briand-WIGI DIFFUSION • **69003 Lyon**-66, Cours Lafayette-TOUT POUR LA RADIO • **69006 Lyon**-13, Bvd. des Brotteaux-AG COMPOSANTS ELECTRONIQUES • **76600 Le Havre**-74, Rue Victor Hugo-SONOKIT ELECTRONIQUE • **78700 Conflans Ste Honorine**-10, Allee du Point du Jour-SONEL DIFFUSION • **81100 Castres**-99, Avenue de Lautrec - COMPO SUD • **83000 Toulon**-8 et 10, Rue de la Fraternite-R.B.O. ELECTRONIQUE • **84000 Avigon**-11, Rue Saint-Michel-KIT SELECTION ELECTRONIQUE• **85000 La Roche Sur Yon**-9, Rue Malesherbes-E 85 • **90000 Belfort**-10,Rue d'Evette-SOCIETE ELECTRON •

VISATON · Postfach 1652 · D-42760 Haan · Tél. 19/49/2129/552-0 · Fax 19/49/2129/552-10

Un " bouffe pub " pour votre téléviseur

Situation connue : vous regardez un superbe film en cinémascope sur votre TV et peut- être l'enregistrez-vous aussi. Le film en question est diffusé sur une chaîne privée et bien évidemment, en plein milieu, bing ! la pub arrive : le TV hurle à toute berzingue (les voisins apprécient, surtout le dimanche soir) pour le cassoulet qui, selon les sociologues de Stratégies, doit se trouver pas trop loin de votre four à micro-ondes. Le temps de saisir les télécommandes, celle pour baisser le son, l'autre pour arrêter le magnétoscope et le recaler, il peut se passer du temps.



Disons-le tout de suite : ce montage, qui ne numérise pas la vidéo, ne fonctionne que sur les films diffusés avec les bandes noires en haut et en bas de l'écran. C'est d'ailleurs là tout son principe de détection de la pub. Avis aux intéressés, nous étudions un autre montage, passablement numérique, capable de détecter la " réclame " en toutes circonstances.

Cette réalisation se branche sur la prise Scart de la télévision, à la place de celle réservée au magnétoscope (lequel se branchera sur une prise prévue à cet effet, en gardant **toutes** ses possibilités antérieures) ou sur la Scart « magnétoscope » d'un terminal Visiopass. Il ne fonctionnera pas sur les chaînes en D2-MAC décryptées par le terminal (mais il sera transparent, la liaison RVB vers le TV est assurée), ce n'est pas gênant, il n'y a pas de pub pendant les films sur ces chaînes.

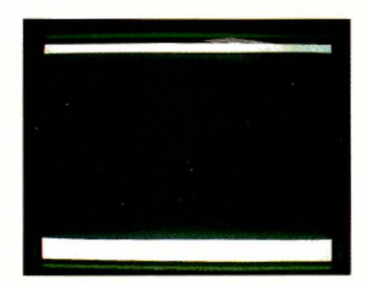
Les plus

Nous avons conçu ce circuit avec quelques éléments annexes qui peuvent rendre service :

– Un sélecteur de source, permettant de choisir entre TV et magnétoscope. Dans le second cas, vous pourrez regarder un film sur le TV, tandis que votre VHS enregistre. Si la pub arrive sur le programme enregistré, le montage pourra déclencher n'importe quel dispositif pour vous en avertir. Nous avons prévu pour cette application une prise « jack » où l'on pourra raccorder une lampe témoin (même sous 220 V !), une alarme sonore (buzzer) ou, plus rusé encore, la télécommande à fil de pause du magnétoscope.

– Un atténuateur pour le son, activé si la source sélectionnée est le TV ; dès que la pub arrive, le son du TV est diminué.

Comment ça marche ?



Phase de réglage sur écran TV : les bandes sont trop en hauteur sur cet exemple.

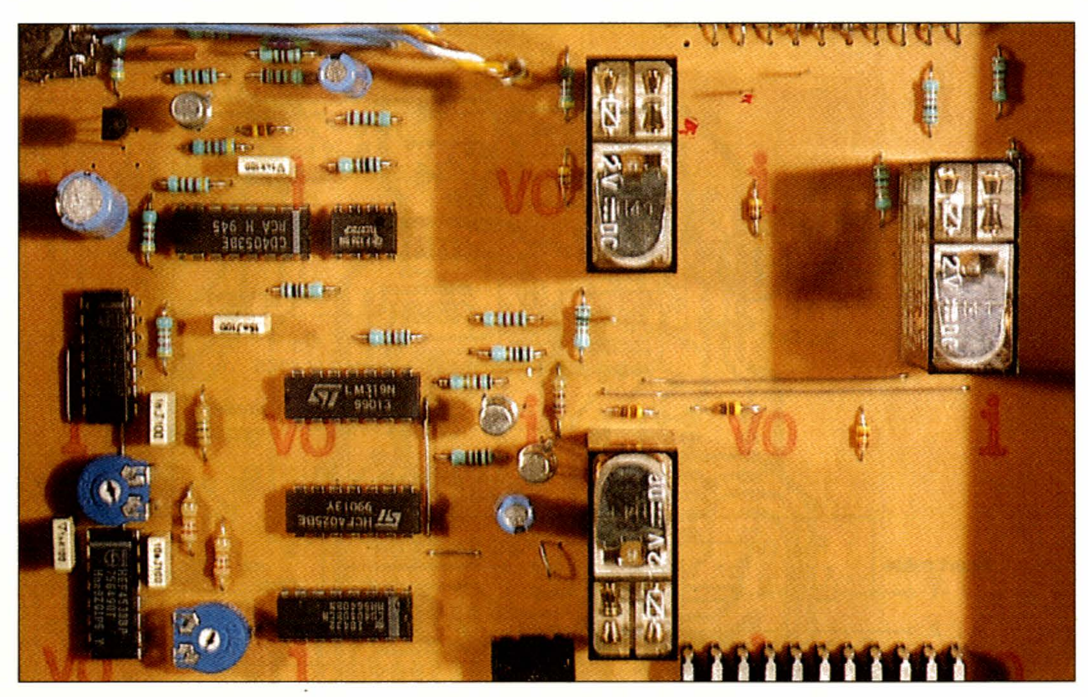
Le tout consiste à détecter les bandes noires caractéristiques des films. Pour ce faire, nous allons échantillonner le signal vidéo présent sur l'écran, aux endroits (en fait, aux moments) des bandes noires. Cet échantillonnage nous fournit une tension que l'on va comparer à celle du noir (les retours lignes, en « dehors » de l'écran). Si elle est inférieure ou égale, c'est qu'il y a des bandes noires. Si elle est supérieure, alors c'est de la pub. Il ne reste plus qu'à prier pour que la pub ne soit jamais tournée en 16/9.

Le schéma

Le signal vidéo sélectionné par SW1A est conduit vers plusieurs circuits : l'ampli-tampon T_1 qui opère également un préalignement sur le niveau du noir, vers le réseau R_2-R_3-T_2 qui fait office de séparateur synchro. On dispose donc de la vidéo à basse impédance sur l'émetteur de T_1 ; de la synchro sur le collecteur de T_2. Ce dernier signal est mis en forme par les deux premières portes de CI_3, C_6, R_{13} et la troisième porte forment un petit monostable destiné à fournir un signal d'échantillonnage du niveau du noir. Ce niveau est mémorisé par C_5. Le créneau d'échantillonnage déclenche également le monostable M1, dont le créneau de sortie positif dure 50 µs (ajustage par P_1). Une fonction NON-ET (der-

nière porte de CI_3) détecte l'arrivée de la synchro verticale et déclenche M2. M2 fournit à son tour un créneau d'une durée ajustable par P_2 (1 ms environ). Ces créneaux « synchro horizontale » et « synchro verticale » sont dirigés vers un compteur, CI_5, type CD 4040. Ce dernier va définir, par comptage de lignes, l'espace visible de l'écran. Trois des sorties de comptage sont utilisées pour définir l'espace occupé par les bandes noires. Il en résulte une deuxième impulsion d'échantillonnage (borne 11 de CI_2) utilisée pour mémoriser le niveau de lumière là où doivent se trouver les bandes. Ce niveau est mémorisé par C_9. CI_1 fournit ce niveau à basse impédance (en broche 7) tout comme celui du noir (en broche 1). Ces deux dernières informations sont acheminées sur un comparateur, CI_7 type LM 319.

Si l'écran affiche un film, la sortie du comparateur est à zéro, si c'est de la pub, elle passe à + Vcc (9 V).



Vue interne de la maquette.

Le reste n'est que commutations autour des signaux transitant d'une prise Scart à l'autre. Commutations par relais, pour ne pas dégrader les signaux, et exécutées selon les cas envisagés.

– Si la source sélectionnée est le TV, T_6 fait coller les relais REL_1 et REL_2, ce qui a pour effet d'appliquer le signal de commutation lente au TV (*via* R_7 et D_2). L'autre partie de REL_1 assure la boucle « image » du TV, tandis que REL_2 assure une boucle « son » atténuée (R_{24} à R_{27}).

– Si la source est le magnétoscope, REL_3, seul, est activé et opère un contact dont le mode peut être choisi par SW3 : ouvert ou fermé en présence de pub. Cela afin d'offrir un maximum de compatibilité en regard du type de magnétoscope (télécommande de pause).

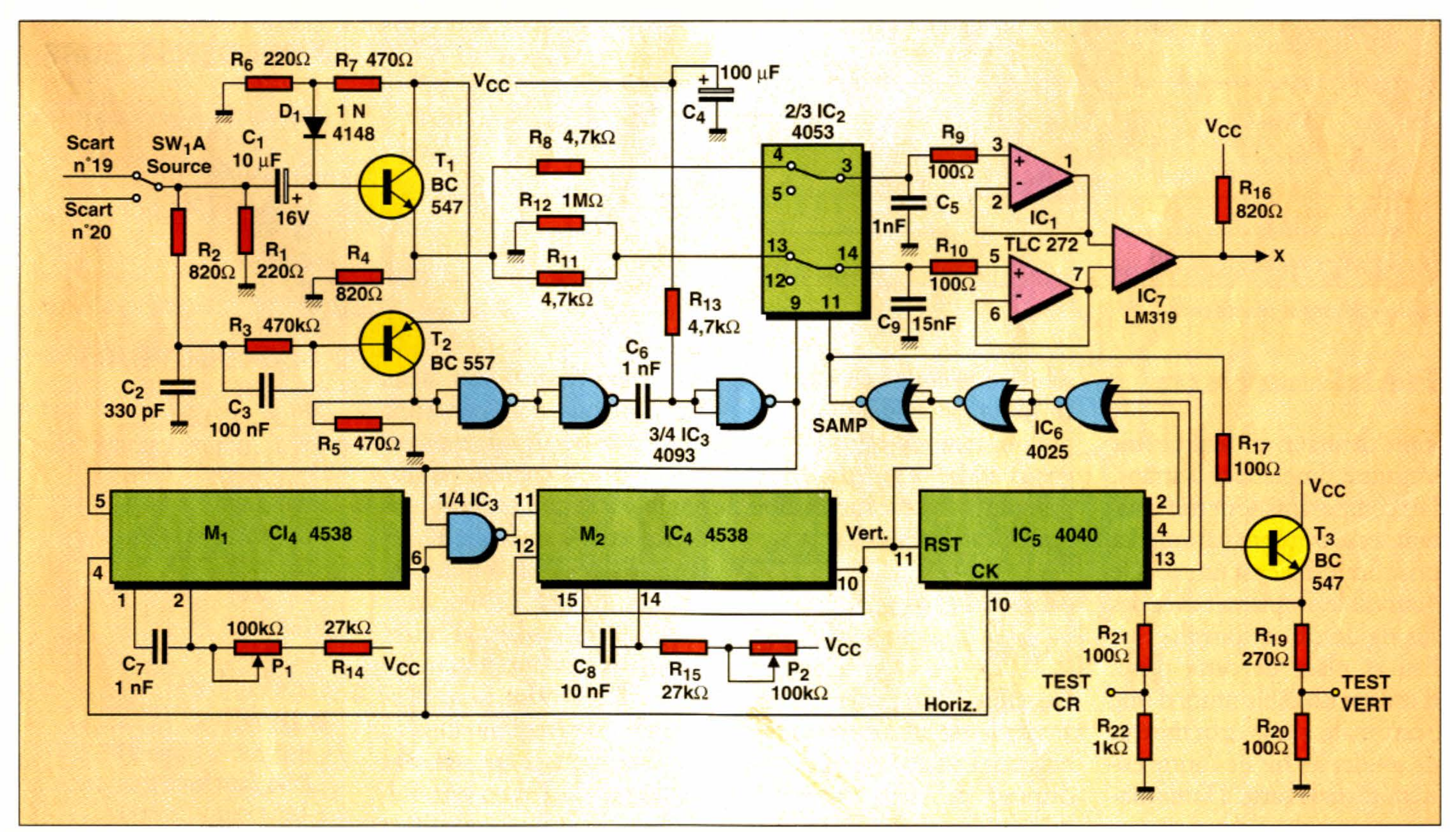


Fig. 1a. – Schéma de principe.

Fig. 1b. – Schéma de principe (suite).

Réalisation

Tout tient sur un seul circuit imprimé simple face à straps. Les composants sont très courants et se trouvent partout. La prise Scart mâle est un modèle pour câble, implantée avec des fils rigides. Il est possible, en lieu et place de cette prise, d'utiliser un câble muni d'une Scart mâle à une extrémité et de souder les fils de l'autre extrémité sur la carte. D'une manière générale, il faut se souvenir que, quelle que soit la solution retenue à cet endroit, ce montage agit comme un prolongateur de câble : les signaux audio et vidéo n'y sont pas croisés comme sur un câble Scart-Scart habituel.

Réglages. Exploitation

L'essentiel des réglages consiste à caler le signal d'échantillonnage sur les bandes noires. On dispose de deux potentiomètres, P_1 et P_2. P_1 règle la « largeur » d'analyse. P_2 règle le calage vertical des deux bandes. Nous avons prévu une procédure de réglage sans oscilloscope : le créneau est disponible aux points communs de R_{19} et R_{20} ainsi que R_{21} et R_{22}. A l'aide de fils souples, relier ces points T aux deux autres correspondant à l'entrée « vert » et « commutation rapide » de la prise Scart. Les bandes correspondant à l'échantillonnage apparaissent sur l'écran du TV, en vert. Régler avec P_1 et P_2 et supprimer les liaisons en fil. Mettre le tout en boîte, alimenter en 9 V (250 mA) près de C_4 (points + et –) et essayer.

Le seul écueil susceptible d'apparaître se situe, on s'en doute, au niveau du seuil de décision du comparateur. Si le montage déclenche même en présence de bandes noires, on peut lui faire croire que les bandes sont plus noires que le noir (le blanc plus blanc que le blanc existe déjà). Pour ce faire, diminuer progressivement R_{12} jusqu'à un fonctionnement correct.

G.L.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

● RESISTANCES
- R_1, R_6 : 220 Ω
- R_2, R_4, R_{16} : 820 Ω
- R_3 : 470 kΩ
- R_5, R_7, R_{23} : 470 Ω
- R_8, R_{11}, R_{13} : 4,7 kΩ
- R_9, R_{10}, R_{17}, R_{20}, R_{21} : 100 Ω
- R_{12} : 1 MΩ
- R_{14}, R_{15} : 27 kΩ
- R_{18} : 12 kΩ
- R_{19} : 270 Ω
- R_{22}, R_{24}, R_{25}, R_{26}, R_{27}, R_{28}, R_{29} : 1 kΩ
- P_1, P_2 : 100 kΩ

● CONDENSATEURS
- C_1 : 10 µF
- C_2 : 330 pF
- C_3 : 100 nF
- C_4 : 100 µF
- C_5, C_6, C_7 : 1 nF
- C_8 : 10nF
- C_9 : 15 nF
- C_{10} : 22 µF

● SEMI-CONDUCTEURS
- T_1 : BC107, BC547B
- T_2 : BC307, BC557B
- T_3, T_4 : BC107, BC547B
- CI_1 : TLC272
- CI_2 : 4053
- CI_3 : 4093
- CI_4 : 4528
- CI_5 : 4040
- CI_6 : 4025
- CI_7 : LM319
- D_1 à D_5 : 1N4148

● DIVERS
- REL_1 à REL_3 : relais 2 RT 12 V
- Prise Scart femelle CI
- Jack mono femelle CI
- Inverseur 2 circuits 2 pos.

Fig. 2. – Circuit imprimé.

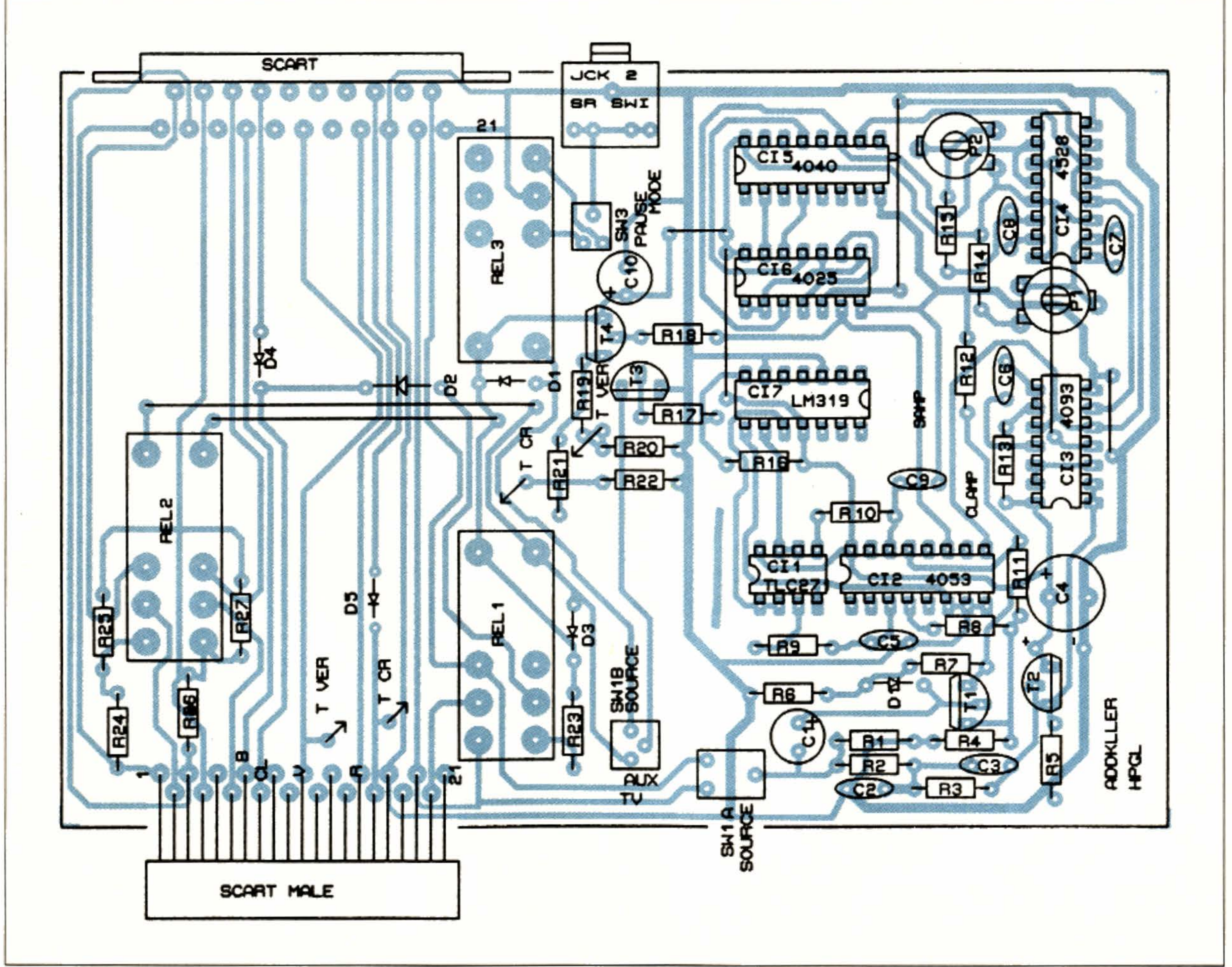
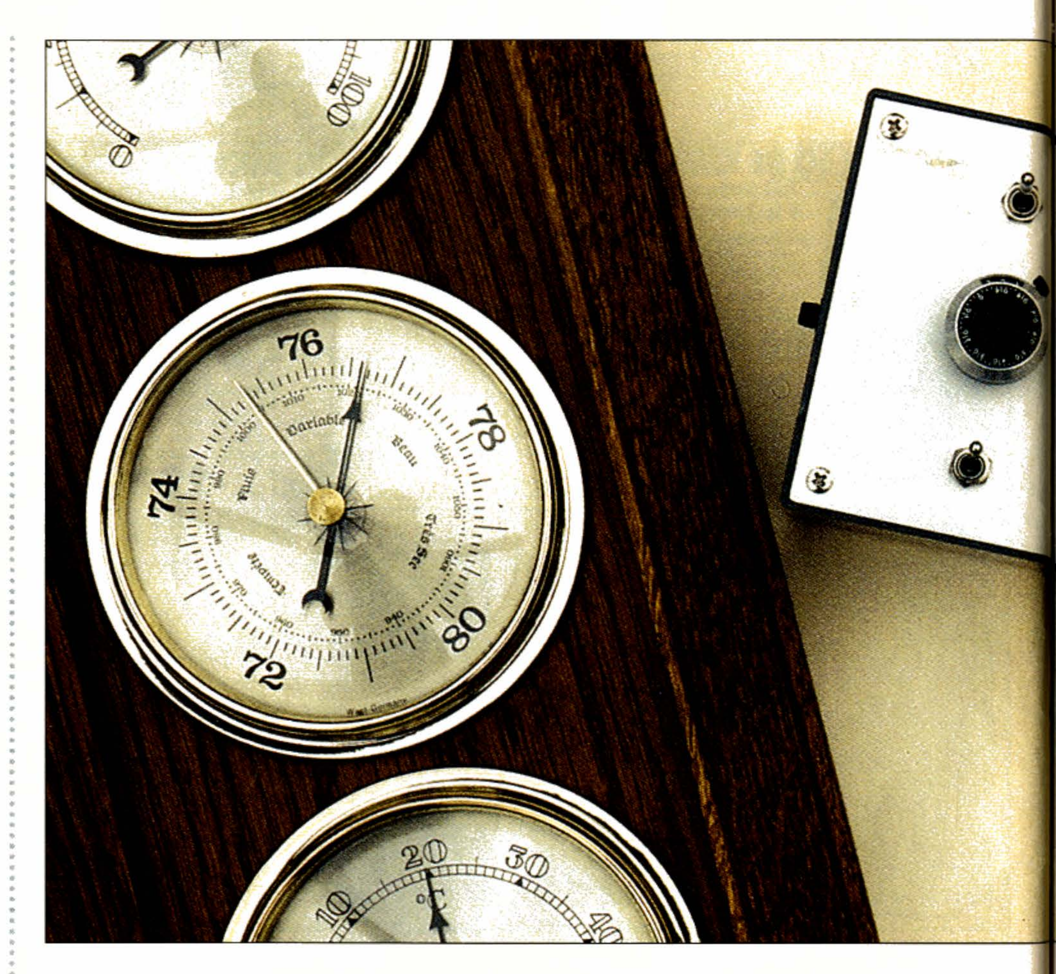


Fig. 3. – Implantation des composants.

Un baromètre-altimètre à affichage numérique

La récente commercialisation par Motorola de capteurs de pression très simples à utiliser et surtout parfaitement linéaires ouvre aux électroniciens que nous sommes un nouveau champ d'applications dont la réalisation que nous vous présentons aujourd'hui est un bel exemple.

Nous vous proposons en effet de réaliser, sans aucune difficulté et avec toutes les chances de succès, un baromètre-altimètre à affichage numérique. Ce montage est donc susceptible d'intéresser tous les passionnés de météo puisqu'il permet de suivre l'évolution de la pression atmosphérique à l'hectopascal près (au millibar près, si vous préférez l'ancienne appellation). Il intéressera aussi les amateurs d'ULM, d'escalade ou encore de 4 x 4, puisqu'il se double d'un altimètre de précision et qu'il fonctionne sur piles ou batteries, et peut donc être emporté partout.



Un paramètre : deux informations

Pourquoi avoir groupé un baromètre et un altimètre, nous direz-vous ? Tout simplement parce que ces deux appareils mesurent la même chose, à savoir la pression atmosphérique.

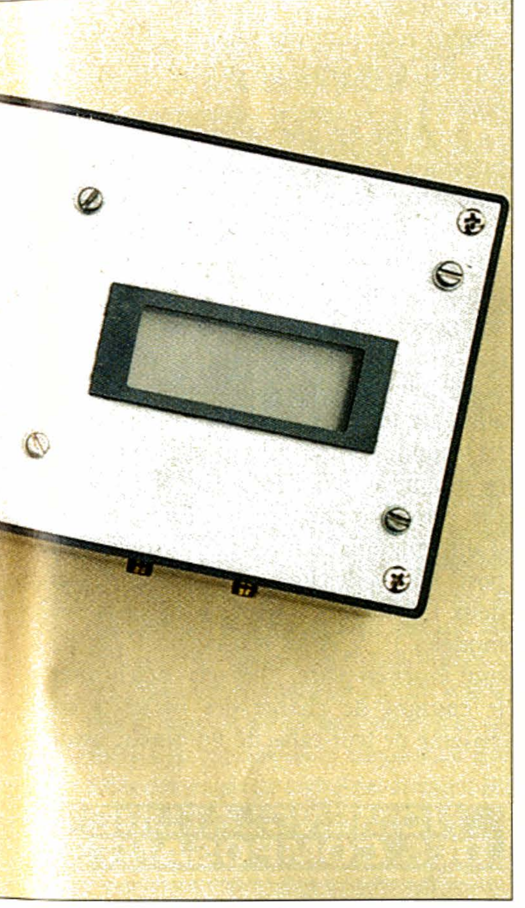
Notre baromètre mesure la pression atmosphérique absolue, comme n'importe quel appareil à aiguille ou à colonne de mercure classique ; tandis qu'un altimètre mesure les variations de pression entre deux points pour déterminer l'altitude. En effet, chaque fois que l'on s'élève d'un mètre, la pression atmosphérique baisse de 0,108 hectopascal (ou millibar). C'est évidemment très peu mais cela reste parfaitement exploitable avec un bon capteur de pression.

Bien sûr, pour que notre baromètre et notre altimètre soient précis, il faut que le capteur de pression soit linéaire, ce qui est le cas du modèle retenu.

Une banale mesure de tension

Les capteurs de pression Motorola délivrent une tension proportionnelle à la pression atmosphérique absolue ou différentielle selon le modèle de boîtier retenu (voir encadré pour le principe).

En ce qui nous concerne, nous avons bien évidemment choisi un modèle absolu. Le synoptique de notre montage respecte donc le diagramme, visible figure 1, sur lequel on distingue deux modules. La partie mesure est confiée à un module voltmètre numérique 2 000 points à afficheur à cristaux liquides tout à fait classique.
Le capteur, quant à lui, est suivi d'un circuit de conditionnement du signal qui amplifie sa tension de sortie de façon à pouvoir afficher directement des hectopascals ou des mètres sur le voltmètre qui fait suite.



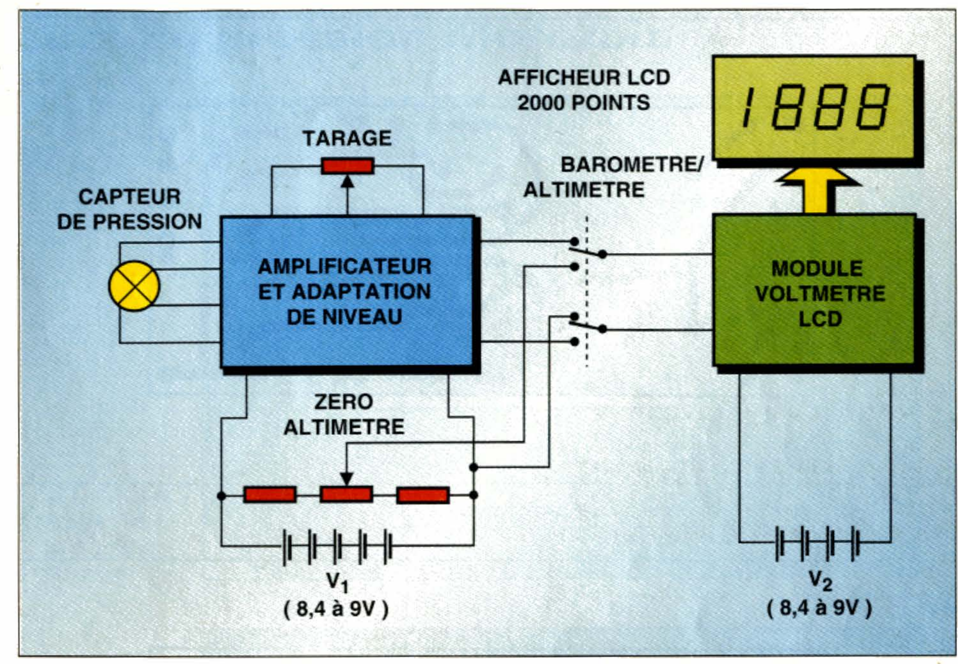


Fig. 1. – Synoptique du baromètre-altimètre.

En mode baromètre, le module voltmètre mesure directement la tension de sortie de cet étage et affiche donc la pression atmosphérique du lieu.
En mode altimètre, le module voltmètre mesure la différence de tension entre la sortie de cet étage de conditionnement du signal et celle prise sur le curseur d'un potentiomètre de zéro.
En effet, et c'est là le propre de tous les altimètres, il faut étalonner celui-ci en fonction de la pression atmosphérique du lieu de mesure puisque cette dernière varie à la fois en fonction de l'altitude mais aussi, hélas ! en fonction des conditions météo.
Nous reviendrons sur ce problème lors de la seconde et dernière partie de cet article.
Deux piles ou batteries Cd-Ni de 9 V (en fait, 8,4 V pour les accus) sont nécessaires pour alimenter le montage : une par module. Nous avons donc également prévu un bloc-secteur pouvant avoir deux fonctions : alimentation permanente du baromètre utilisé en poste fixe et charge des batteries en cas d'utilisation en mobile.

L'alimentation chargeur

Ce n'est certes pas la partie la plus passionnante de la réalisation mais c'est logiquement par elle qu'il faut commencer.

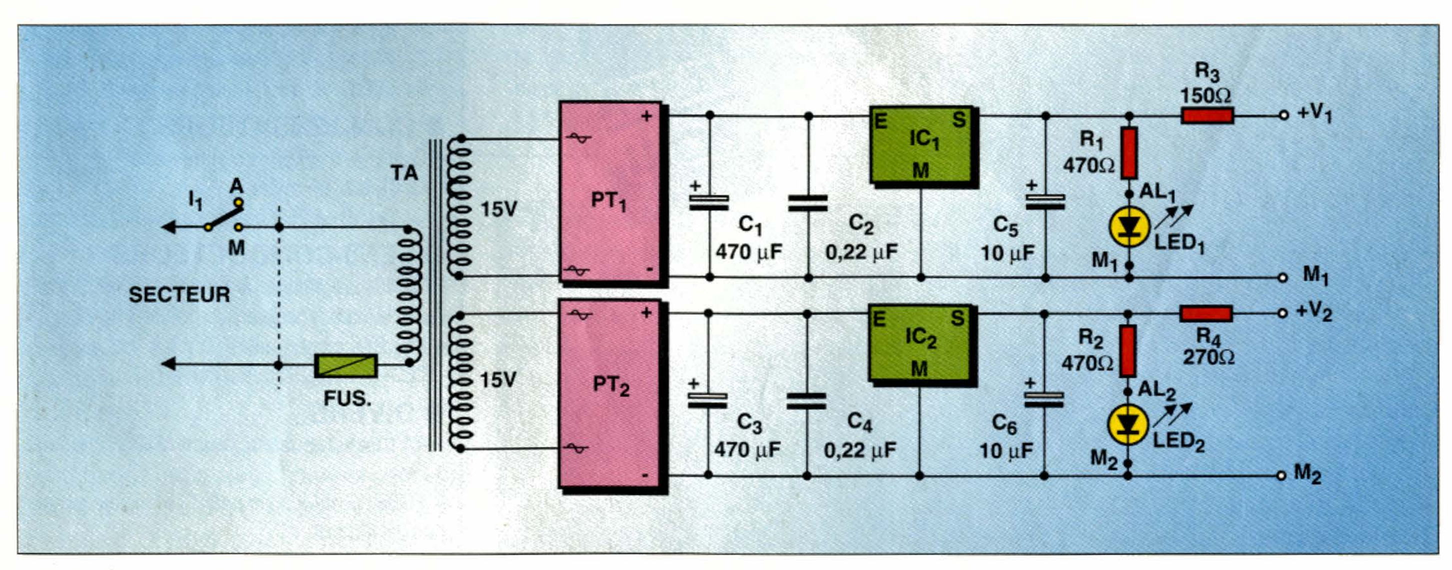


Fig. 2. – Schéma de l'alimentation chargeur.

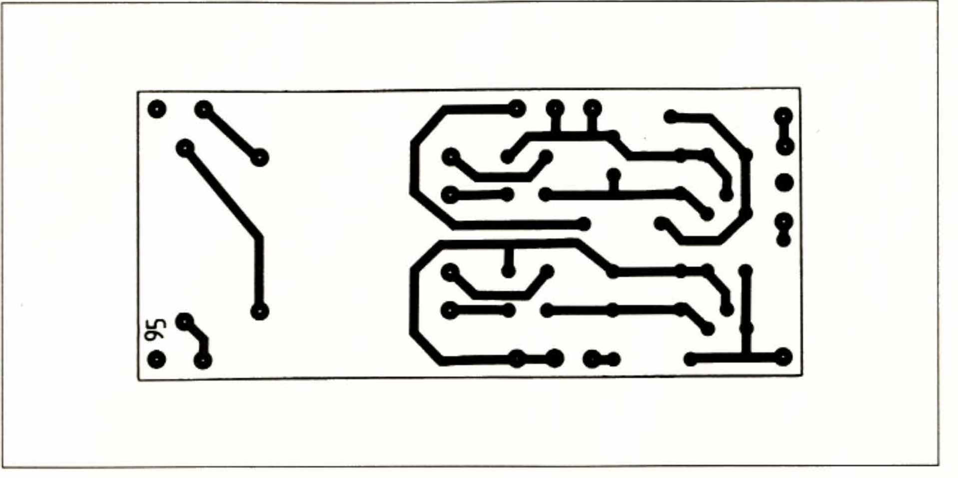


Fig. 3. – Circuit imprimé de l'alimentation, vu côté cuivre, échelle 1.

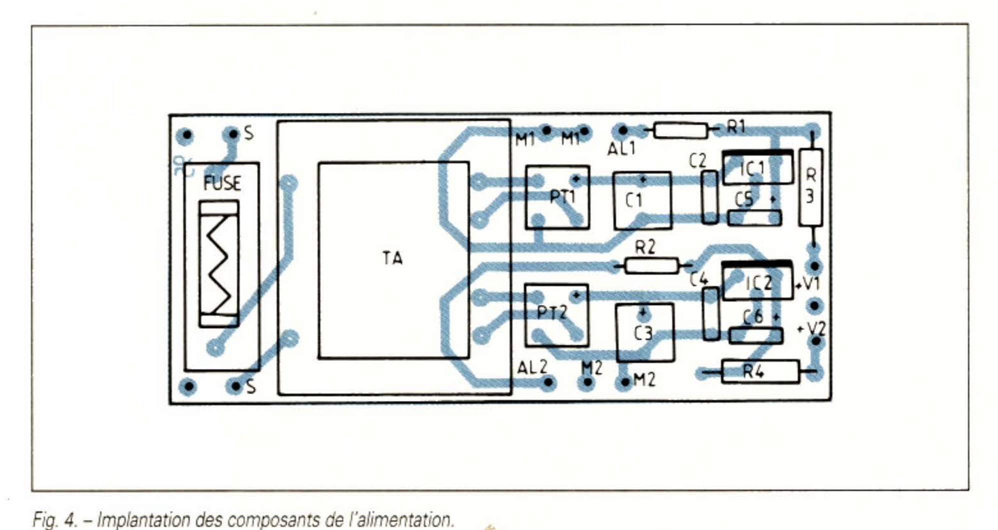


Fig. 4. – Implantation des composants de l'alimentation.

L'alimentation chargeur est très peu encombrante.

Le montage terminé tel que vous le découvrirez le mois prochain.

Examinons donc la figure 2 qui est d'une extrême simplicité.
On y découvre le schéma d'une double alimentation stabilisée dont les deux sections sont totalement isolées l'une de l'autre, ce qui est rendu nécessaire par le schéma de notre montage. Il importe donc d'utiliser un transformateur à deux secondaires séparés, ce qui est le cas de tous les transformateurs moulés actuels, mais attention aux produits de récupération plus anciens. Selon ce que vous ferez de votre baromètre-altimètre, certains éléments de ce schéma recevront des valeurs différentes. En effet, nous avons prévu deux situations logiques.
La première est une utilisation fixe permanente, dans le cas où seule la fonction baromètre vous intéresse par exemple. Dans ce cas, cette alimentation n'a plus à servir de chargeur. Les deux régulateurs intégrés sont alors des modèles 9 V et les résistances R_3 et R_4 sont remplacées par des courts-circuits. On est en présence d'une double alimentation stabilisée classique qui alimente les deux modules du montage.
La seconde est une utilisation du montage en mobile avec des accus Cd-Ni ; auquel cas, cette alimentation sert tout à la fois d'alimentation du montage, lorsqu'il est à poste fixe, et de chargeur de batteries. Les deux régulateurs intégrés sont alors des modèles 10 V et les résistances R_3 et R_4 sont mises en place. Elles servent à limiter le courant de charge des batteries au dixième de leur capacité nominale, assu-

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

● RÉSISTANCES
- R_1, R_2 : 470 Ω 1/2 W 5 %
- R_3 : 150 Ω 1 W 5 %(alim.-chargeur)
- R_4 : 270 Ω 1/2 W 5 % (alim-chargeur)

● CONDENSATEURS
- C_1, C_3 : 470 µF 35 V chimique axial
- C_2, C_4: 0,22 µF mylar
- C_5, C_6 : 10 µF 25 V chimique axial

● SEMI-CONDUCTEURS
- IC_1, IC_2 : régulateur intégré 9 V (alimentation) ou 10 V (alim.-chargeur) en boîtier TO 220
- PT_1, PT_2 : pont moulé 100 V 1 A
- LED_1, LED_2 : LED quelconque

● DIVERS
- TA : transformateur moulé 220 V 2 x 15 V 3,2 VA
- FUSE : porte-fusible pour CI et fusible temporisé de 100 mA
- I_1 : interrupteur 1 circuit 2 positions

Les capteurs de pression Motorola

Les capteurs de pression existent depuis longtemps mais la commercialisation de modèles linéaires, relativement insensibles à la température et de prix abordable, reste assez récente. Motorola propose un large éventail de tels capteurs avec diverses configurations de boîtiers et de plages de pression. Il existe même des modèles avec le circuit de conditionnement du signal intégré. Cette diversité s'appuie cependant sur une technique commune qui est celle du capteur de pression proprement dit.
Le principe retenu est celui des jauges de contrainte, c'est-à-dire des résistances dont la valeur se modifie à la déformation. L'originalité du système est que, dans ce cas, les jauges de contrainte et leur support déformable sous l'influence de la pression sont réalisés sous forme d'un seul élément semi-conducteur. Comme ces jauges de contrainte font partie intégrante du diaphragme en silicium sensible à la pression, il n'y a pas à craindre de différence de déformation entre ce dernier et les jauges en fonction des variations de température.
Malheureusement, cette absence de différence de déformation ne suffit pas à rendre le capteur insensible à la température car, de par leur constitution physique, les jauges de contrainte y sont sensibles. Motorola a donc poussé le raisonnement plus loin et a introduit, sur ses capteurs dits « compensés en température », des résistances réalisées sur silicium et ajustées au laser qui, en subissant les mêmes variations en fonction de la température que celles des jauges de contrainte, annulent automatiquement l'erreur qui pourrait être introduite.
Ainsi, sans compensation externe particulière, l'erreur commise sur le capteur utilisé aujourd'hui est inférieure à ± 1 % de la pleine échelle pour une température variant de 0 °C à 85 °C. Avouez que c'est une belle performance !

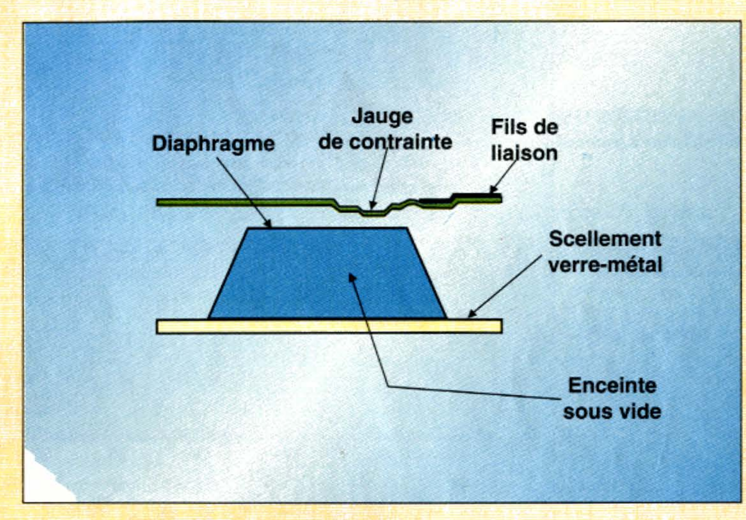


Fig. 1. – Structure physique d'un capteur de pression différentielle.

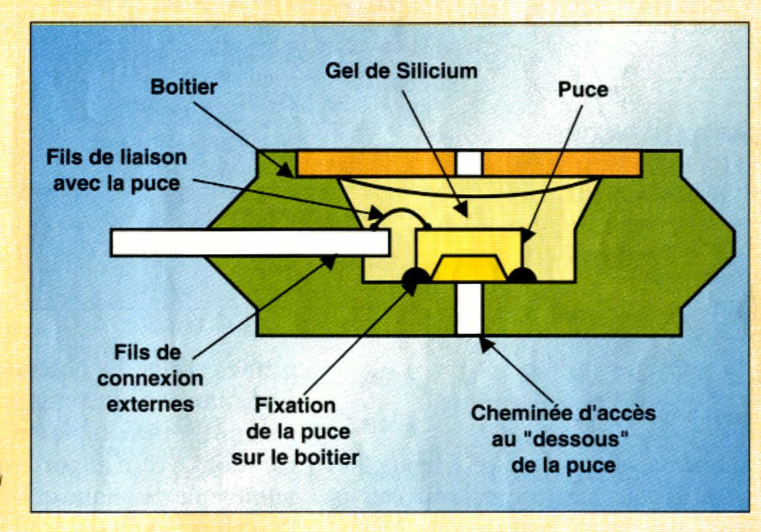


Fig. 2. – Le capteur de pression absolue dispose d'une chambre où est fait le vide.

Selon la méthode de montage de ce capteur de base, on réalise des capteurs sensibles à la pression absolue ou à la pression différentielle. La figure 1 montre ainsi le montage type d'un capteur différentiel. Les deux faces du diaphragme en silicium sont accessibles et le capteur mesure donc la différence de pression entre ces dernières.
La figure 2 montre, quant à elle, une vue rapprochée d'un capteur de pression absolue tel celui utilisé aujourd'hui. On y voit que l'une des faces du diaphragme donne sur une cavité parfaitement hermétique dans laquelle est fait le vide lors de la fabrication. Le capteur est toujours différentiel mais la différence se faisant avec zéro, il mesure donc bien une pression absolue.

rant ainsi à ces dernières une longue durée de vie.
La différence de valeur entre R_3 et R_4 s'explique par le fait que les deux sous-ensembles du montage ont une consommation très différente (1,1 mA sur V2 et 11 mA sur V1).
La relative simplicité de cette solution de résistance de limitation choquera peut-être les plus puristes d'entre vous. Elle s'avère cependant donner parfaitement satisfaction, dans le cadre de cette application bien sûr (ne nous faites pas dire ce que nous n'avons pas dit !).
La réalisation de cet ensemble est à la mesure du schéma : d'une extrême simplicité. L'approvisionnement des composants se passe de commentaire ; veillez seulement à bien choisir IC_1 et IC_2 selon l'utilisation désirée, et à approvisionner ou non R_3 et R_4.
Le dessin du circuit imprimé utilisé vous est présenté figure 3 et le plan d'implantation correspondant, figure 4. Respectez l'orientation des ponts moulés et des condensateurs chimiques, et tout ira pour le mieux. Veillez aussi à mettre en place des straps aux emplacements prévus pour R_3 et R_4 dans le cas d'une utilisation en alimentation secteur seule.
Lorsque le montage est terminé, connectez-le au secteur et mesurez la tension de sortie entre + V1 et M1, d'une part, puis entre + V2 et M2, d'autre part. Vous devez trouver la valeur déterminée par vos régulateurs.

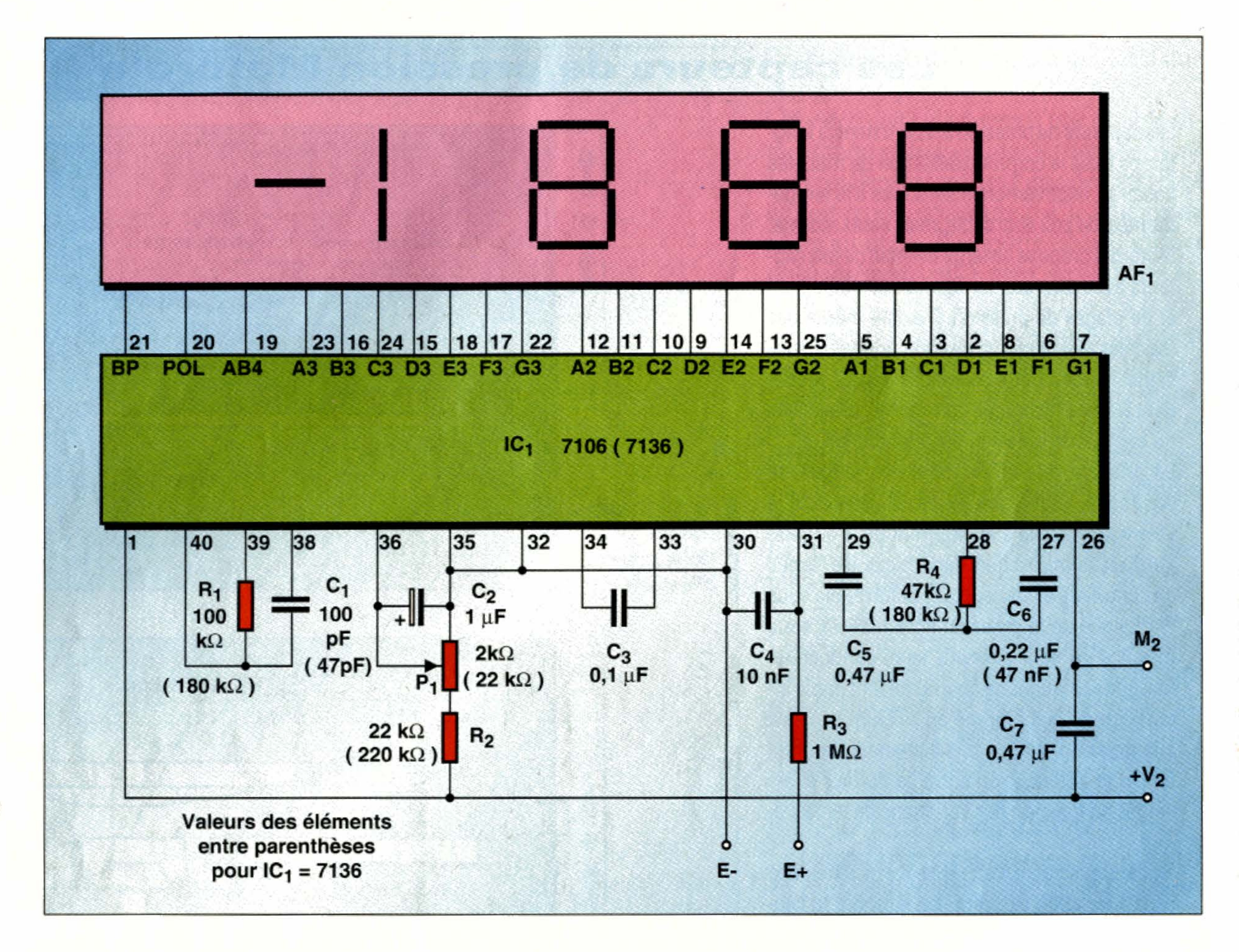


Fig. 5. – Schéma du module voltmètre 2 000 points à afficheurs à cristaux liquides.

Le module voltmètre

Son schéma vous est présenté figure 5 et ne doit pas vous surprendre si vous êtes un habitué des revues d'électronique. Il s'agit en effet d'un voltmètre 2 000 points classique à base de 7106 ou de sa version plus récente (mais compatible), 7136. La mise en œuvre adoptée est strictement conforme aux indications du fabricant avec une configuration du montage lui conférant une sensibilité de 200 mV pleine échelle. Le potentiomètre P_1 sert évidemment à l'étalonnage de ce module ; étalonnage très simple à réaliser par comparaison avec n'importe quel voltmètre numérique de bonne qualité.

L'afficheur à cristaux liquides est câblé intégralement, signe compris. Le câblage du module de conditionnement du signal provenant du capteur de pression est en effet tel qu'il est ainsi possible de mesurer des altitudes négatives, c'est-à-dire encore des profondeurs de gorges, grottes, gouffres, ou bien encore des hauteurs de falaises par exemple. Afin de simplifier le schéma du module de conditionnement du signal et de s'affranchir des problèmes de modes communs, le module voltmètre dispose de sa propre alimentation par pile, batterie ou alimentation secteur de 9 V. Le module conditionnement, quant à lui, ayant une alimentation du même type, totalement isolée de celle-ci, comme nous l'avons vu à la figure 2.

Nous savons qu'il existe des schémas et des notes d'applications qui montrent comment alimenter un module de ce type et une circuiterie de conditionnement de signal analogue à la nôtre avec une seule pile ou une seule alimentation. Nous les avons mêmes essayés... à notre grand regret ! Nous vous conseillons donc fermement de vous en tenir à notre solution.

Motorola commercialise une large gamme de capteurs de pression.

Le mois prochain

Nous étudierons la réalisation pratique de l'appareil et vous présenterons notre suggestion de mise en coffret. Quelques lignes seront également consacrées à son utilisation, la mesure d'altitude étant loin d'être aussi simple qu'on le pense.

C. Tavernier



35, rue Guy-Moquet - 75017 PARIS - Tél. : (1) 42.26.38.45 - Métro : Guy-Moquet

KITS ENCEINTES ET HAUT-PARLEURS

Audax - Siare - Dynaudio - Beyma - SEAS - Focal - JBL - Altec - KEF - Davis - Fostex - Stratec - Visaton - Triangle

PLUS DE 50 MODELES EN ECOUTE DANS 3 AUDITORIUMS

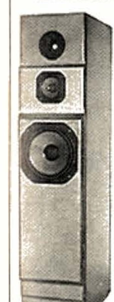


KLARENCE
20 TK8
Aimant Triconal
+ TW T 25 K2 F
Ces haut-parleurs équipent la fameuse KRISTEL.
UNE TRANSPARENCE UNIQUE.
KRISTEL en écoute.

Tous les kits et haut-parleurs DAVIS disponibles

AUDAX

DEUX NOUVEAUX KITS



HMC 1300
Carbone 13 cm + Tweeter
Kit HP/filtre 700 F
Très bonne et très jolie petite colonne

HMZ 2100
LE PRESTIGE AUDAX
avec le fameux tweeter piezo polymère et l'«AEROGEL»

EBENISTERIES

3 formules :
- PRÉDÉCOUPÉES
- MONTÉES BRUTES
- FINIES PLAQUÉES

STANDARD OU SUIVANT VOS PLANS

REPARATIONS toutes enceintes

LE NOUVEAU GUIDE DU HAUT-PARLEUR 1995 EST SORTI

Contre 39 F en chèque ou mandat
(A l'ordre de **S.A.I.**)
Joindre 2 timbres à 2,80 F ou 6 F pour outre-mer
Ou au magasin.

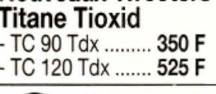
FOCAL

NOUVELLE GAMME KITS 95

KITS «HOME THEATER»
- Surround A100 ... **975 F**
- Centrale A200 .. **1695 F**

KITS ENCEINTES
- B 300 .... **1125 F**
- B 400 .... **1350 F**
- C 500 .... **1250 F**
- C 600 .... **1575 F**
- C 700 .... **2175 F**
- C 800 .... **3150 F**

Nouveaux Tweeters Titane Tioxid
- TC 90 Tdx .... **350 F**
- TC 120 Tdx .... **525 F**




C700

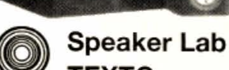


Speaker Lab MINI-MAX
Plus performant que les mini-triphoniques du commerce.
Faible coloration et impact impressionnant.
Dimensions :
Satellite : 10 x 10 x 21 cm
Caisson : 48 x 32 x 20 cm
Kit HP filtre **1650 F** les 3 pièces.
Kit ébénisteries brutes **800 F**, les 3 pièces.





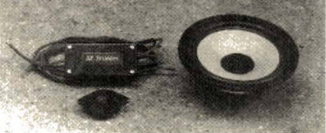




Speaker Lab TEXTO
Colonne 3 voies.
100 watts.
Musicalité et puissance.
Facile à construire.
Le moyen d'accéder au haut de gamme.
Kit HP/filtre : **1150 F**
Kit d'ébénisterie : **600 F**


TEXTO

PROMOTION AUDAX AUTOMOBILE
16,5 cm fibre de verre
TW dôme filtre 2 voies



100 watts max
la paire **790 F**

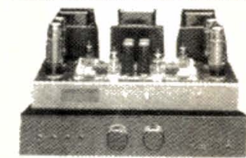
Cabasse

TOUS LES HAUT-PARLEURS ET KITS ENCEINTES

Kit n°1 .... **1990 F**
«Chaloupe»
Kit n°2 .... **2880 F**
Skiff
Kit n°3 .... **3500 F**
Escadre

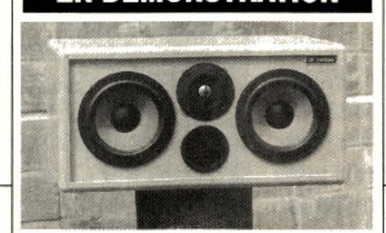
TOUS LES KITS SONT LIVRES AVEC LES PLANS D'ORIGINE, LES FILTRES ET BORNIERS CABASSE

Y. COCHET
ELECTRONIQUE A TUBES



P3 Préampli stéréo
Kit .... **4200 F** Monté .... **5400 F**
P3 X (sans phono)
Kit .... **3700 F** Monté .... **4700 F**
AL deux amplis 2 x 40 watts
Kit .... **5450 F** Monté .... **6900 F**
AL trois amplis 2 x 80 watts
Kit .... **8200 F** Monté ..... **11200 F**
AL P2 ampli-préampli
Kit .... **5800 F** Monté .... **7500 F**

DOLBY SURROUND
DSP - PROLOGIC - THX
EN DEMONSTRATION



Dialogue 3

Voies centrales (blindées)
Dialogue 1 : kit .... **520 F**
Dialogue 2 : kit .... **780 F**
Dialogue 3 : kit .... **1950 F**
Effets avant ou arrière
MiniSat kit .... **480 F**
Piccola kit .... **550 F**
Compact kit .... **780 F**
Caissons de grave
C 21 kit .... **450 F**
C 26 kit .... **895 F**
C 30 kit .... **1690 F**

DYNAUDIO®



D260 .... **860 F**
D21/2 .... **640 F**
D28/2 .... **650 F**
D52 AF .... **835 F**
D54 AF .... **1030 F**
D76 .... **840 F**
17 W 75 .... **750 F**
24 W 75 .... **805 F**
24 W 100 .... **1365 F**
30 W 54 .... **1620 F**
30 W 100 .... **2210 F**
20 W 75 .... **990 F**

NOUVEAU KIT ARIES
UNE MERVEILLE DE TRANSPARENCE

LES ISODYNAMIQUES

- PLUS DE PRESENCE
- PLUS DE NATUREL

ISO-1B Kit : **3500 F**

AUTRES MODELES :
ISO 2B
ISO 4
ISO 5


ISO-1B

AUDAX AEROGEL POUR L'AUTOMOBILE





kit 2 voies, 13 cm + TW micro 10 + filtre
avec 31 cm grave et filtre actif
aération et image
kit 2 voies **900 F** la paire
grave 31 **775 F**
filtre actif kit **380 F**

PROMOTION EXCEPTIONNELLE
Triphonique «MAXTRI»



De la vraie musique pour un encombrement et un prix dérisoires.
Kit HP/filtre : **770 F** les 3 pièces
Ebénisterie kit : **300 F** les 3 pièces

HEURES D'OUVERTURE DU MARDI AU SAMEDI de 10 h à 13 h et de 14 h à 19 h 30

ÉTUDE DE TOUS LES SYSTEMES AUTOMOBILE ET ENCEINTES



Courrier des lecteurs

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

- **Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT.**
- **Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.**
- **Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.**
- **Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).**
- **Aucun renseignement n'est fourni par téléphone.**
- **Nous ajoutons à notre courrier habituel une sélection de questions d'intérêt général qui nous ont été posées sur notre service Minitel 36 15 HP. Chaque question est repérée par l'indicatif du lecteur qui nous l'a posée.**

GL – 02.11F : M. BLANDA Y., 13 CABRIES, souhaite connaître les brochages et fonctions des circuits intégrés suivants : P87 C750, HCF 4070, 393 « 8 broches ».

– P87 C750 : microcontrôleur CMOS 8 bits, 1 kΩ x 8 EPROM, 64 x 8 RAM, 19 entrées/sorties, compteur 16 bits, cinq sources d'interruption à priorités fixées. Version EBPN : programmable 1 fois (EPROM).
– HCF 4070 : quadruple porte OU exclusif CMOS.
– 393 : vraisemblablement LM 393, double comparateur. Voir figure GL-02.11 pour les brochages.

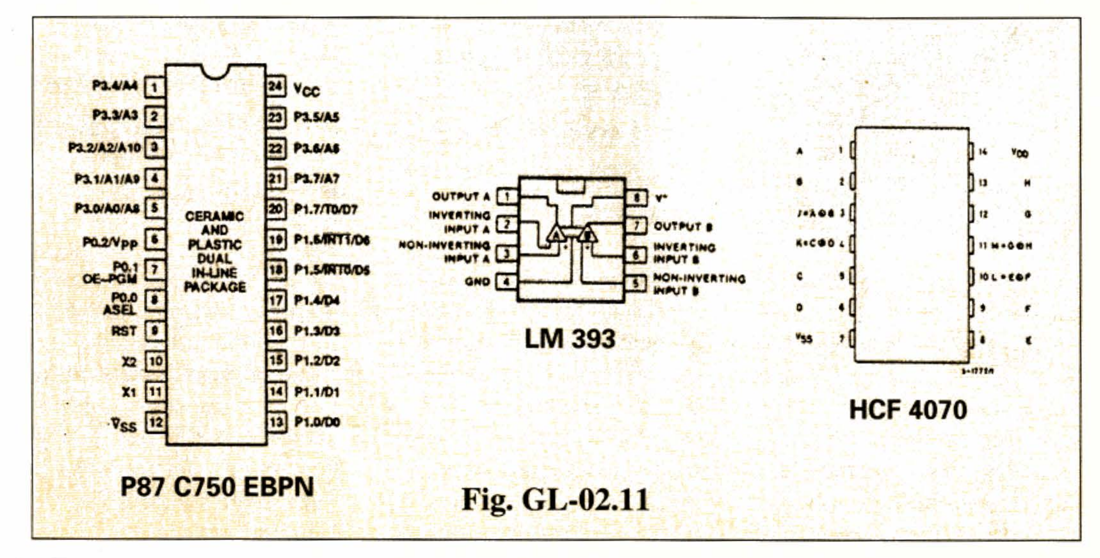


Fig. GL-02.11

GL – 08.11 : M. TAMION, 76 MONT-CAUVAIRE, s'interroge sur la rentabilité des kits d'enceinte et cherche où trouver le circuit intégré HA 1342.

Le coût de revient d'un kit d'enceinte acoustique se situe entre 40 et 60 % de celui d'un modèle équivalent fini. Nous encourageons régulièrement les lecteurs dans cette formule ; nous avons même publié en juillet 1994 (n° 1826) un dossier spécial sur le sujet.
HA 1342 : disponible chez KN Electronic, 100, boulevard Lefevre, 75015 Paris.

GL - 01.12 : M. G. CLAUDEL, 31000 Toulouse, sollicite quelques conseils pour le nettoyage des disques compacts.

Après un premier passage au liquide vaisselle dilué, on nettoie les CD avec de l'alcool dilué. Il ne faut pas utiliser d'alcool pur (éthanol de pharmacie notamment), au risque de diluer superficiellement la couche protectrice en polycarbonate. Le méthanol, parfois appelé alcool dénaturé, convient donc mieux, ou encore l'isopropanol.
Il convient, avec ces solvants dilués, de sécher rapidement, afin d'éviter la pénétration d'eau dans d'éventuelles microfissures (disques ayant subi une torsion, par exemple).
Les solvants chlorés sont à proscrire, ainsi que les cétones, pour les mêmes raisons. En revanche, l'alcool pur peut constituer, en cas d'accident (tâche de solvant) un agent de polissage intéressant en phase finale (avec des tampons d'ouate pour l'application).
Les kits de nettoyage contiennent en général les bons ingrédients (alcool, tampons).
Il existe également des kits de

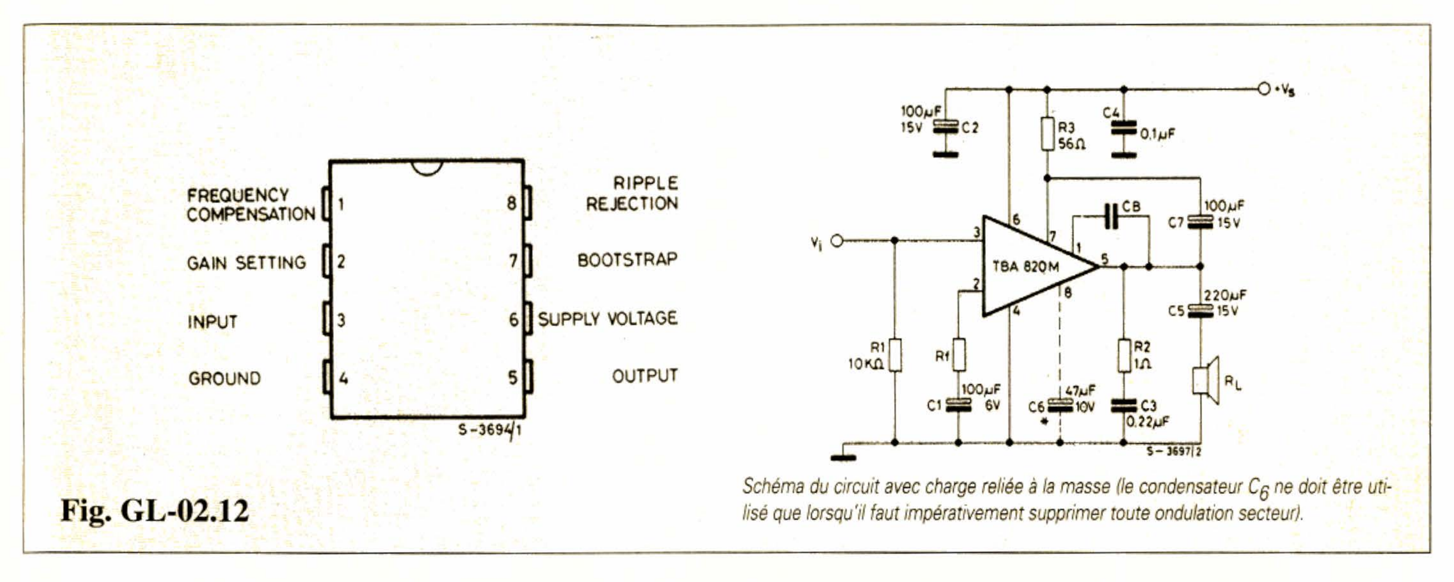


Fig. GL-02.12

Schéma du circuit avec charge reliée à la masse (le condensateur C_6 ne doit être utilisé que lorsqu'il faut impérativement supprimer toute ondulation secteur).

réparation, contenant des abrasifs à granulosité décroissante, pour les rayures ; ainsi qu'une « source » de polissage finale.
Dans tous les cas, se souvenir que le mouvement pour le nettoyage s'effectue du centre vers la périphérie du disque et non en tournant, et que la partie la plus importante du CD est sa table des matières, située au plus près du centre : c'est cet endroit qu'il faut le plus ménager, sous peine de perdre la possibilité de lire tout le disque, quand bien même le reste serait en parfait état.

GL - 02.12 F : M. Y. GUENEGOU, 91560 Crosne, nous demande les caractéristiques et brochages du TBA 820M.

Le TBA 820M est un amplificateur audio monolithique intégré dans un boîtier DIL 8 pattes. Il est prévu pour un usage en ampli AF classe B, avec une grande latitude de choix pour la tension d'alimentation : 3 à 16 V.
Témoin max : 16 V ; courant sortie max : 1,5 A ; dissipation max : 1 W ; distorsion typique : 0,4 % ; consommation à vide : 12 mA ; gain en boucle ouverte : 75 dB.
Puissance max (sur 4 Ω) : 9 V : 1,6 W. 6 V : 0,75 W ; 3 V : 0,2 W.

GL - 03.12 : M. BRECY, 77420 Champs-sur-Marne, souhaite doter d'une alimentation régulée un ampli audio de forte puissance (2 x 140 W).

Un projet de régulation d'alimentation d'ampli de puissance n'est pas trop recommandable. Tous calculs faits, il s'agirait d'une régulation susceptible de gérer quelque 420 W, sous 6 A.
Un tel dispositif dissiperait en chaleur lui-même 360 W (en comptant 10 V de chute entre tension non régulée et tension régulée). Il serait, de plus, difficile de garantir pour ce montage une impédance interne aussi basse que celle d'une alimentation non régulée. D'où problèmes audibles, liés à un facteur d'amortissement trop faible.

GL - 04.12 : M. FRANÇOIS, 46370 Saint-Benoît-sur-Loire, nous entretient des petits appareils rechargeables sur secteur, sans contact électrique, grâce aux alimentations à découpage.

Il est vrai que ce mode de recharge peut susciter la curiosité.
Dans ces dispositifs, on met à profit l'existence d'un élément hautement isolant pour réaliser le transfert de l'énergie par induction tout en conservant une isolation galvanique élevée, compatible avec les exigences des normes, pour les appareils installés dans les salles de bains par exemple.
L'élément en question est le petit transformateur en ferrite destiné à abaisser la tension secteur à une valeur compatible avec celle des accumulateurs. Ce transformateur travaillant à haute fréquence (au moins 50 kHz) est de taille réduite. Il est réalisé en deux parties, l'une fixe supportant le primaire et l'autre mobile, reliée à l'appa-

reil (brosse à dents, rasoir) sur laquelle est bobinée l'enroulement secondaire basse tension. Lorsque l'appareil n'est pas utilisé, il repose sur son support qui est conçu de telle manière que les deux moitiés du transformateur sont en vis-à-vis, réalisant ainsi le couplage et la recharge des accus.

GL - 05.12 : M. L. BACONNET, 56000 Vannes, cherche un quartz à 76 kHz et à 27 360 kHz pour réaliser un générateur MF stéréo.

Il n'existe pas de quartz à 76 kHz sur le marché. Il est toutefois possible de synthétiser cette fréquence en utilisant un résonateur 455 kHz (très courant) accordé sur 456 kHz par un condensateur série (à déterminer expérimentalement), puis en opérant une division de fréquence par six.
Le quartz 27,360 MHz n'est pas courant non plus, ne correspondant pas à une fréquence d'émission ou de réception normalisée. La valeur la plus proche est 27,365 MHz.

COURRIER MINITEL

PW - 02.12 : EDDY
Je compte remplacer ma platine laser par un platine CD-I. On m'a offert un CD-ROM version PC des Beatles *« A Hard Day's Night »*. Pourra-t-il être lu sur une platine CD-I ? J'ai entendu dire qu'il y a des CD-ROM dit XA qui peuvent être lus sur des lecteurs CD-I. Qu'en est-il ? Enfin, pouvez-vous faire, dans la revue, un tableau des incompatibilités, car cela devient confus avec tous ces types de CD.

Oui, bonne idée, les prix baissent, une platine CD-I peut remplacer votre lecteur CD. Pour les CD-ROM, rien à faire. Ils ne peuvent pas être lus par une platine CD-I. En fait, les CD-ROM XA (XA = *eXtended Architecture)* que peut lire une platine CD-I sont le CD-photo et vidéo CD. La confusion vient du fait qu'un lecteur de CD-I intègre un lecteur de type CD-ROM XA, mais est conçu pour fonctionner avec un microprocesseur Motorola 68070 et un système d'exploitation baptisé CDR-TOS (signé Philips). Bien sûr, nous reviendrons sur ces problèmes de compatibilité, votre message nous prouve que cela n'est pas inutile. Vous ne parlez pas des vidéo-CD. Ceux-ci peuvent être lus sur une platine CD-I équipée d'une cartouche Digital Video, mais aussi sur un lecteur de CD-ROM (pour ordinateur type PC ou Mac) équipé de cartes de décompression MPEG. Ces précisions étant utiles. En attendant, vous pouvez vous reporter à l'article que nous avons publié dans un hors série du *Haut-Parleur :* « Objectif Multimédia », le CD sous toutes ses formes, un « tableau arborescent » illustre la généalogie des disques optiques.

PW - 02.12 : ROCHELAIS
Il y a beaucoup plus de CD-ROM sur le marché que de CD-I. Y a-t-il un moyen de lire ces CD-ROM sur un poste de télévision ? Peut-on adapter un lecteur de CD-ROM directement sur un téléviseur sans passer par un ordinateur ?

Pour lire un CD-ROM, il faut obligatoirement passer par un micro (PC ou Mac) équipé d'un environnement adapté, c'est-à-dire : écran VGA, suffisamment de RAM, de place sur le disque dur, etc. Pour entrer sur un téléviseur, on doit intercaler entre micro et TV un convertisseur... Le CD-I est conçu pour une utilisation familiale, c'est une boîte qui fait penser à un appareil HiFi et qui coupe l'utilisateur du monde informatique. En fait, vous souhaiteriez utiliser un lecteur de CD-ROM comme un lecteur de CD-I, avoir les avantages de l'un et de l'autre !

Fig. GL-06.12

GL – 06.12 : M. TACO, 97250 Fort-de-France, nous demande les caractéristiques et applications du circuit intégré TDA 1904.

Le TDA 1904, d'origine SGS (à l'époque) est un amplificateur audio d'une puissance de sortie maximale de 4 W. Ses caractéristiques remarquables sont :
– forte capacité en courant de sortie, 2 A ;
– protection en température ;
– faible bruit ;
– réjection des ondulations d'alimentation élevée.
– large gamme de tensions d'alimentation : 4 à 20 V.
Tension de sortie à vide : 2,1 V (V_S = 4 V). 7,2 V (V_S = 14 V).
Consommation typique : 9 mA.
Distorsion (V_S = 9 V, f = 1 kHz, R_L = 4 Ω) entre 50 mW et 2 W : 0,1 %.
Résistance d'entrée : 150 kΩ typique.
Gain en boucle ouverte : 75 dB.
Réjection alim. : 50 dB.